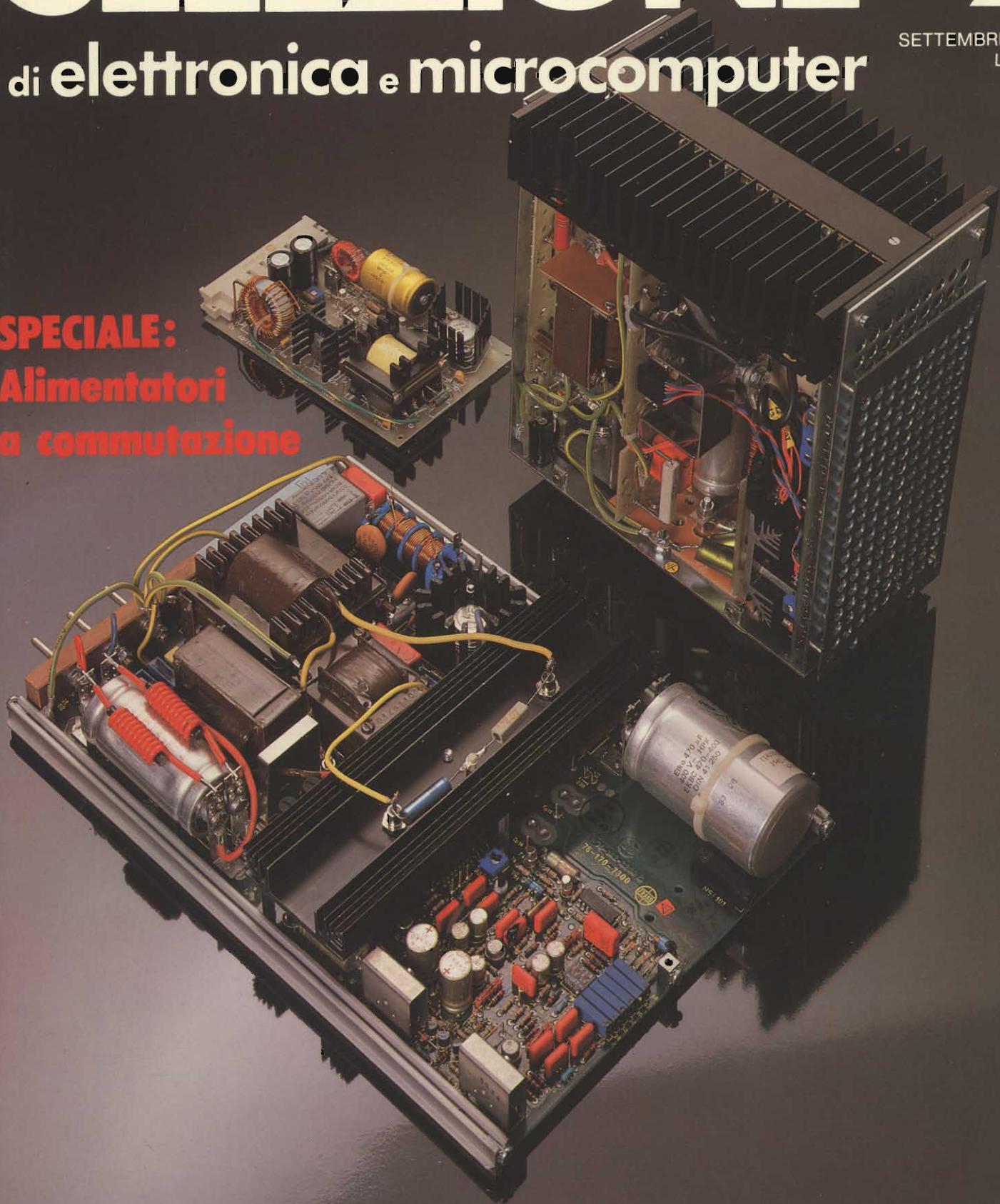
SELEZIONE 9

di elettronica e microcomputer

SETTEMBRE 1984
L. 4000

Copia riservata agli Abbonati

Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

SPECIALE: Alimentatori a commutazione

- **Metodi di espansione della memoria per µP a 8 bit**
- **Interfacciamento dei microcomputer**

Un nuovo leader negli alimentatori switching

- Potenze da 15W a 750W
- Tutte le combinazioni di tensione e corrente che il mercato richiede
- Uscite isolate per effettuare paralleli
- Tensioni: +5, –5, +12, –12, +15, –15, +24, –24, 28, 48 Volt
- Correnti sul +5V: da 2 a 150A nei differenti modelli
- 72 ore di BURN IN a pieno carico
- Garanzia di 2 anni
- Tutti gli alimentatori vengono progettati e specificati per il massimo carico alla temperatura di 50°C
- Curve di MTBF
- Safety standard: UL, CSA, IEC 380 e VDE 0730, 0804, 0806
- EMI: FCC, VDE 0871
- Prezzi molto convenienti in relazione alla qualità ed affidabilità.

RAPPRESENTANTE ESCLUSIVO

ADREP ADVANCED REPRESENTATIVE SRL

20146 Milano
Via Jacopo Palma, 1
Tel. (02) 4044046/7/8
Telex 315459 ADREP I

La lunga
esperienza di un
partner mondiale
72 ORE
DI BURN IN A PIENO CARICO
GARANZIA 2 ANNI
DISTRIBUTORE
INTERNATIONAL
COMMERCE
COMPANY S.R.L.
20146 Milano
Via Jacopo Palma, 9
Tel. 4045747 - 405197
Per informazioni indicare Rif. P 1 sul tagliando
Tagliare e spedire in busta chiusa alla: ADREP S.r.l. - 20146 Milano - Via Jacopo Palma, 1
INVIATEMI SENZA IMPEGNO MAGGIORI INFORMAZIONI
SOCIETÀ/ENTE
REPARTO
INDIRIZZO
CITTÀ
CAP
TEL.
ALL'ATT. DEL SIG.

L'ALIMENTATORE A COMMUTAZIONE

Stato attuale e prospettive

Da un po' di tempo si nota una crescente tendenza a migliorare le prestazioni dell'alimentatore; ciò per il fatto che nessuna apparecchiatura elettronica ne può fare a meno.

Attualmente l'unico tipo di alimentatore capace di soddisfare alle esigenze delle apparecchiature, specialmente quelle digitali, è quello a commutazione; infatti, a parità di potenza d'uscita, nessun altro tipo può contrastarlo per dimensioni e rendimento. Occorre però che esso si adegui a queste nuove esigenze. È per questo motivo che tutti i costruttori di componenti stanno concentrando i loro sforzi sui componenti-chiave dell'alimentatore a commutazione, nel tentativo di semplificarli e nello stesso tempo di adeguarli alle nuove richieste.

Vediamo così che il transistore-interruttore, fino ad oggi di natura bipolare, sta per essere sostituito con il tipo FET-MOS, il quale, com'è noto, semplifica enormemente la circuiteria di comando e può lavorare a frequenze molto più elevate del corrispondente bipolare.

Un altro componente in continua evoluzione è il circuito integrato destinato a pilotare il transistore-interruttore. I più importanti costruttori mondiali di questo settore offrono attualmente soluzioni di questo componente nelle quali sono contenute tutte le funzioni richieste per il corretto funzionamento di un alimentatore a commutazione e tutti i sistemi di protezione di cui esso deve essere munito.

Il terzo elemento fondamentale è il trasformatore d'uscita che deve lavorare con basse perdite e a frequenze e potenze elevate. Philips, Siemens e Thomson-CSF hanno risolto elegantemente il problema con l'introduzione di una versione unificata di nuclei in ferrite - i nuclei ETD - i quali semplificano notevolmente il compito del progettista. Altri componenti non meno importanti come i condensatori elettrolitici e i diodi veloci richiesti dal circuito d'uscita posseggono attualmente tutte le caratteristiche richieste da questa critica sezione dell'alimentatore.

Possiamo quindi affermare che i costruttori di alimentatori a commutazione dispongono ora di componenti che permettono loro di realizzare prodotti finiti in grado di soddisfare alle esigenze del mercato attuale.

Non è detto però che l'alimentatore a commutazione, con i suoi indiscussi pregi rispetto ai tipi che lo hanno preceduto, rappresenti la soluzione definitiva. Questo alimentatore infatti, per sua stessa natura, produce notevoli disturbi a radio frequenza; questi vengono bloccati per ciò che riguarda la loro penetrazione nella rete, con ingombranti filtri, e per ciò che riguarda la loro irradiazione nell'etere, con altrettanto ingombranti sistemi di schermature metalliche.

Per questi motivi sono già in avanzato studio soluzioni completamente nuove che, per la stabilizzazione della tensione d'uscita, accantonano il sistema a commutazione di corrente (e cioè a onde quadre) ricorrendo a onde sinusoidali, prodotte da circuiti risonanti-serie. Alimentatori basati su questo nuovo principio sono già stati introdotti sul mercato dalla Hewlett-Packard, per esempio; per il momento le potenze fornite non sono elevate. Anche la Philips-Elcoma sta lavorando su un alimentatore basato sul principio della risonanza-serie. Essa dispone già del dispositivo di potenza adatto a questo scopo, e cioè il GTO.

Queste nuove "vie" basate su nuovi dispositivi a semiconduttori consentiranno di realizzare alimentatori che possiederanno tutti i pregi dell'alimentatore a commutazione ma non gli svantaggi, e cioè l'irradiazione di segnali spuri.

L. Cascianini

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini

COORDINATORE
Salvatore Lionetti

ART DIRECTOR
Sergio Cirimbelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo

CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Orietta Duroni

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Edoardo Botti
Paolo Bozzola
G. Carlo Lanzetti
Ennio De Lorenzo
Fabio Ghersel
Vincenzo Parenti
Oscar Prelz
Sergio Saporiti
Edoardo Romano

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
SAVIX S.r.l.
Tel. (02) 6123397

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE,
AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

FOTOCOMPOSIZIONE
Lineacomp s.r.l.
Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

STAMPA
Gemm Grafica s.r.l.
Via Magretti - Paderno Dugnano (Mi)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 4.000
Numero arretrato L. 5.000

Abbonamento annuo L. 29.000
Per l'estero L. 49.000

I versamenti vanno indirizzati a:
JCE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

In copertina:
Vista interna di due alimentatori stabilizzati per impieghi professionali e industriali prodotti dalla FRAKO e tipico alimentatore open-frame.

Sommario

SETTEMBRE 1984

Media elettronici: 10% del budget familiare

Nel 1988 si prevede che in media ogni famiglia destinerà più del 10% del budget relativo ai media verso quelli computerizzati come videotex e software per robot. Rilevazioni compiute negli Stati Uniti hanno appurato che per l'insieme dei media elettronici (hardware escluso) la spesa delle famiglie è stata di 280 milioni di dollari nel 1982 e 11 miliardi di dollari nel 1983, pari al 2,5% dell'esborso complessivo per tutti i media (libri, giornali, riviste, dischi, videoregistratori, ecc.).

Lettori di dischi audio per autovetture

Il 1985 sarà l'anno dei dischi compatti in auto. In occasione del Summer Consumer Electronic Show di Chicago sono state diverse le proposte di lettori di dischi audio progettati appositamente per essere installati e usati a bordo di autovetture. Come noto i sistemi per auto devono rispondere a norme tecniche più severe di quelle che caratterizzano gli altri prodotti, in particolare per evitare i pericoli di riscaldamento e vibrazioni. Un candidato al mercato è il CDX-1 della Pioneer Electronic che lo metterà in vendita all'inizio del prossimo anno quando dovrebbe esordire anche un lettore di dischi compatti sviluppato congiuntamente da Toyota Motor e Fujitsu Ten, in tecnica modulare e con componenti alloggiati su un sistema di sospensione speciale per combattere le vibrazioni. Il prezzo di questo sistema sarà di 700-800 dollari.

La Epson entra nel mercato dei microtelevisori

Seppure gradatamente ma anche il segmento di mercato dei microtelevisori va popolandosi di fornitori. Uno degli ultimi a entrare nel gioco è la Epson, del gruppo Hattori Seiko, con un TV tascabile a colori con schermo da 2 pollici che sarà venduto inizialmente sul solo mercato americano a un prezzo di 500 dollari (da 750 a 800 mila lire). Le caratteristiche non sono dissimili da quelli di altri apparecchi analoghi di rencente introduzione. Uno dei più venduti è il Watchman della Sony, il cui impatto competitivo ha già prodotto una vittima perché ha costretto la Seiko ad abbandonare la produzione e la promozione del televisore da polso in bianco-nero introdotto durante il 1983. Nel caso della Epson, il lancio del microTV, denominato Elf, risponde a due finalità: la prima è quella di inserirsi in un mercato che promette una evoluzione interessante anche se non a datare da domani. La seconda finalità è indiretta: la Epson pensa di riuscire con l'Elf a rilanciare le vendite della linea di personal computer che, a causa soprattutto di un supporto software inadeguato, hanno avuto uno sviluppo inferiore alle attese, specialmente a livello di vendite al dettaglio, lo stesso al quale si pone l'Elf.

Meno VCR "made in Japan" per l'Europa

Nei primi quattro mesi dell'anno il Giappone ha esportato verso l'Europa 1.149.000 videoregistratori, con una flessione del 18,9% rispetto allo stesso periodo del 1983. Il numero maggiore di VCR è stato importato dalla Germania: 624.000 (+ 24,9%) mentre l'incremento percentuale più sostenuto spetta alla Francia (+ 76% e 79.000 apparecchi).
A queste progressioni si contrappone però una marcata flessione da parte della Gran Bretagna (−53% per complessivi 342.000 apparecchi). I giapponesi sono tuttavia della convinzione che il trend dell'export tornerà positivo.

ITT

Telecamera portatile per TV ad alta definizione

La Toshiba afferma di avere sviluppato, in prima mondiale, uno speciale tubo di 2/3 pollici per telecamere portatili a colori per riprese televisive ad elevata definizione. Alcuni prototipi sono stati messi anche in vendita a un prezzo di circa 1,5 milioni di lire. Rispetto ai modelli convenzionali, lo speciale tubo usato in questo apparecchio è più leggero del 40%, più corto del 15% e pesa 24 grammi solamente.

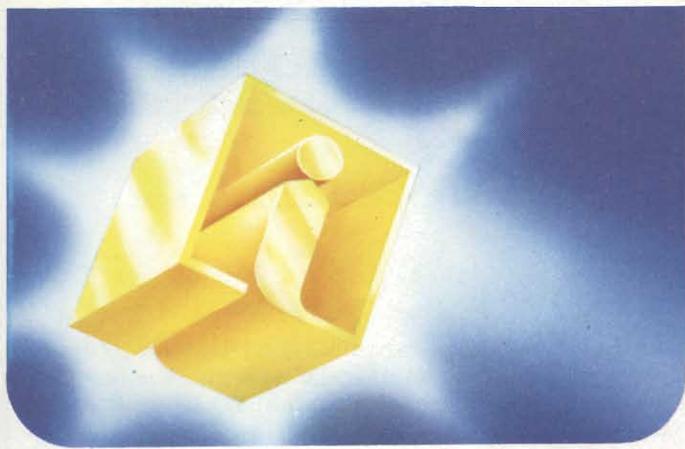
Col fisco in tasca

Anche gli italiani avranno fra breve un badge fiscale elettronico, ossia un tesserino in plastica simile a molti in circolazione ma con caratteristiche originali e in parte "nascoste".
Entro i primi mesi del 1986 tutti i contribuenti italiani saranno, salvo inconvenienti, in possesso del nuovo documento (si prevede una distribuzione di oltre quaranta milioni di esemplari). Il "badge" fiscale avrà sul retro una banda magnetica, composta di due tracce. Sulla prima traccia verranno riprodotti nome, cognome e codice fiscale. Nella seconda traccia sarà riprodotto solamente il codice fiscale, preceduto e seguito da due caratteri chiamati rispettivamente "star sentinel" e "end sentinel". Queste bande magnetiche permetteranno una lettura automatizzata dei dati del contribuente. Per il futuro si parla già di una estensione dell'uso del codice fiscale anche ai rapporti con gli enti previdenziali ed assistenziali, per cui il tesserino fiscale potrebbe diventare il secondo documento di identità del cittadino.

La Sony triplica gli utili semestrali

La Sony ha annunciato che nel semestre al 30 aprile, il primo dell'esercizio 1983-84, iniziato il 1° novembre scorso, il gruppo ha realizzato un utile netto consolidato di 35,01 miliardi di yen, contro 10,94 miliardi nel corrispondente periodo dell'anno precedente. Gli utili lordi sono saliti a 69,64 miliardi da 19,70 miliardi di yen (1 yen = 7,3 lire circa).
Nell'intero esercizio gli utili netti consolidati dovrebbero salire ad almeno 60 miliardi (29,79 nel 1982-83) e il fatturato a 1.200 miliardi di yen (1.111).

Decoder gratuiti per stimolare il videotex

In Germania, a causa anche delle difficoltà con cui il servizio è entrato in funzione, il videotex pubblico, o Bildschirmtext, non ha avuto la evoluzione sperata, soprattutto fra i privati. La maggior parte dei 10.000 sistemi sono stati installati presso utenti industriali e commerciali, che se ne servono soprattutto per soddisfare esigenze interne di comunicazione. Nel tentativo di risollevare le sorti, il Ministero federale delle Pt ha deciso di promuovere la distribuzione gratuita a abbonati residenti a Dusseldorf e Berlino di alcune migliaia di decoder per commutare su televisore i segnali videotex diffusi su linea telefonica. Ma difficilmente questa azione basterà da sola per risollevare il necessario interesse attorno al servizio e permettere quindi di raggiungere 1 milione di utenti entro il 1986 come ancora confermano le indicazioni ufficiali delle autorità tedesche.
La Bundespost ha ribadito il programma dell'annuario telefonico elettronico per la metà del 1985, a iniziare dagli utenti del servizio pubblico videotex, e ha diffuso cifre promettenti per quanto riguarda l'evoluzione degli abbonati al teletex, la cui consistenza dovrebbe passare dai circa 5.000 di oggi a 13.000 nel 1985 e ai 90.000 nel 1990.

INTESI illumina il tuo lavoro... e ti propone: i sistemi di sviluppo intel

PERSONAL DEVELOPMENT SYSTEM

- Sistema di sviluppo portatile e fornito in un microcontenitore compatto e robusto.
- Strumento completo per lo sviluppo di microprocessori Intel ad 8 bit.
- Moduli per emulazione circuitale dei microprocessori (EMV)
- Background/foreground (esecuzione contemporanea di due lavori indipendenti)
- Espandibili mediante moduli standard Multimodule™.
- Calcolatore da tavolo per applicazioni basate su sistema operativo CP/M.
- Mini-floppy da 640 Kbyte, espandibile ad 1,28 Mbyte.
- Potente sistema operativo ISIS-PDS con macro-assemblatore rilocabile ed editing su video.
- Linguaggi ad alto livello opzionali: Fortran 80, PL/M 80, PL/M 88/86 e Basic.
- Software compatibile con le linee dei sistemi di sviluppo Intellec.
- Moduli personalizzati di programmazione.
- Possibilità di estendere la memoria di massa con l'utilizzo di memorie a bolle.

CPM Studio

RICORDA!
BASTA UNA TELEFONATA per un servizio RAPIDO e SICURO.

INTESI

DISTRIBUZIONE COMPONENTI ELETTRONICI

Divisione della Deutsche ITT Industries GmbH

Milano - Viale Milanofiori E/5 - 20090 ASSAGO - Tel. 02/82470.1 (20 linee ric. aut.) - Tx 311351 DITTMI

Roma - Via Lucrezio Caro, 63 - Tel. 06/389989-384408 Tx 680179-680434 DITT I

Torino - Corso Traiano, 28/15 - Tel. 011/613963-617640

Per informazioni indicare **Rif. P 5** sul tagliando

Ritagliare e spedire in busta chiusa a INTESI, Milano.

☐ Desidero ricevere informazioni più dettagliate sui prodotti pubblicizzati.

☐ Ricevo già periodicamente NOTIZIE INTESI.

☐ Non ricevo periodicamente NOTIZIE INTESI e pertanto vi chiedo di inserire il nominativo che riporto in calce nella vostra lista di spedizione.

☐ Desidero ricevere il nuovissimo catalogo generale INTESI 1984.

Ditta ______________________ ______________________

Cognome e Nome ______________________

Mansione ______________________

Via ______________________ Città ______________________

Prov. ____________ C.A.P. ____________ Tel. ____________

In vendita il Rainbow 100B

La Digital Equipment ha annunciato la disponibilità del Rainbow 100B, un nuovo modello di personal computer con una memoria centrale raddoppiata (128 KB) e una memoria di espansione quadruplicata (768 KB) rispetto alla precedente. Il Rainbow 100B offre inoltre la possibilità di aggiungere in modo semplicissimo un disco rigido Winchester e dispone di capacità grafiche ancora migliorate. In sostanza, il nuovo Rainbow 100B combina il prezzo di un tipico sistema floppy con la capacità di espansione normalmente offerte solo al personal computer a disco rigido. Dal punto di vista grafico, il Rainbow 100B offre 16 tonalità in monocromo e 16 colori selezionabili in una vasta gamma di oltre 4.000 combinazioni. Ciò significa maggiore flessibilità per quelle applicazioni che danno all'utente la possibilità di definire i colori. Il prezzo del Rainbow 100B (comprensivo di unità di sistema, tastiera, video, due sistemi operativi e 12 mesi di garanzia hardware e software con assistenza a domicilio e telefonica) è di circa 6,7 milioni di lire.

Dischi compatti: accordo Sony-Thorn

La Sony ha raggiunto un accordo di fornitura di apparecchi per la lettura dei compact disc con la Thorn-Emi Ferguson britannica. L'intesa prevede la commercializzazione delle apparecchiature prodotte dalla Sony sotto il marchio Thorn. Secondo quanto afferma la stampa nipponica, le forniture sono iniziate il mese di luglio. Si parla di 2-3 mila pezzi da fornire mensilmente.

Videoregistratori "made in Italy"

Tutto è quasi pronto per i primi videoregistratori "made in Italy" che saranno sicuramente nei negozi prima di Natale, il periodo più propizio per la loro commercializzazione. A produrli nel suo stabilimento di Rovereto, vicino a Trento, sarà la Grundig, che così ha deciso dopo i tagli nel settore televisivo, sulla base di una previsione di sviluppo accentuato di tale prodotto anche nel nostro Paese (250.000 pezzi circa previsti nel 1985 in luogo dei 100.000 del 1983). La Grundig ha il know-how per costruire due tipi di videoregistratori: il V2000 sviluppato congiuntamente a Philips (da cui essa è oggi controllata) e il VHS, di cui ha da pochi mesi acquistato i diritti di produzione dalla Matsushita. In Italia produrrà questi ultimi.

Nuova proprietà per Atari

L'ex presidente e principale azionista della Commodore, Jack Tramiel, ha acquistato le attività della Atari, l'azienda che il boom nei video giochi aveva portato a realizzare nel 1982 un fatturato di circa 2 miliardi di dollari, bruscamente sceso a 1,1 miliardi nel 1983, in seguito alla caduta nei prezzi e all'eccessiva offerta. La Atari aveva reagito alla maggiore concorrenza sul fronte dei video giochi accrescendo l'impegno nell'area del personal e dell'home computing ma senza cogliere i risultati previsti. La Atari ha però equilibrato significativamente il proprio assetto industriale e il suo rilevamento da parte della Tramiel Technology lascia prevedere una maggiore presenza nel campo della microinformatica. La Atari era in vendita e fra i pretendenti c'era la Philips che con la società statunitense aveva in corso trattative di collaborazione commerciale e tecnologica che il cambiamento nella proprietà non pare cancellare. Nei piani della Atari figura anche un computer da tavolo atteso per la fine dell'anno, unitamente a altri prodotti nuovi.

speciale

CONVERTITORI CC/CC

funzionamento e loro caratteristiche

Da quando è iniziata l'era dell'elettronica, all'alimentatore è stata sempre chiesta questa caratteristica: fornire una tensione continua "pulita" come quella di una batteria, e nello stesso tempo mantenerla invariabile sia al variare del carico che della tensione della rete. In questi ultimi tempi, tutta la componentistica sia a livello di componenti discreti (passivi e attivi) che di circuiti integrati di comando, si è mossa per raggiungere questi obiettivi. Per il suo elevato rendimento, le dimensioni ridotte e le eccellenti prestazioni, l'alimentatore stabilizzato a commutazione può a buon diritto considerarsi attualmente l'alimentatore ideale.

a cura della KONTRON S.p.A. - Divisione Elettronica

Tutte le apparecchiature elettroniche richiedono una sorgente di tensione continua; questa potrà essere ricavata da una batteria oppure da una tensione alternata raddrizzata che, nella stragrande maggioranza dei casi, dovrà essere ben filtrata e stabilizzata. Un alimentatore tipico, e cioè quello che trasforma la tensione alternata della rete in una tensione continua deve assolvere alle seguenti funzioni:

— portare la tensione della rete sul valore di tensione desiderato mediante trasformatore.

— raddrizzare questo valore.

— filtrare la tensione continua pulsante raddrizzata.

— mantenere stabile la tensione continua d'uscita sia quando varia il carico sia quando varia la tensione della rete e la temperatura

— isolare elettricamente il circuito d'ingresso da quello di uscita dell'alimentatore

Altre importanti caratteristiche sono:

SWITCHING

Alcuni tipi (WR, ES) dei 400 convertitori cc/cc della POWER Products Group distribuiti in esclusiva dalla KONTRON, Divisione Elettronica. Hanno uscite singole doppie e triple. La tensione d'ingresso può andare da 5 a 72 V; la potenza d'uscita va da 0,5 a 48 W con un rendimento che può arrivare al 90%.

— ottenere un rendimento di conversione più elevato possibile; questo implica che il sistema deve avere perdite (calore) più ridotte possibile

— avere un valore più basso possibile dell'alternata residua (ripple) sulla tensione continua d'uscita.

Nella figura 1 sono indicate come si presentano queste due importanti caratteristiche in un alimentatore reale. La figura mostra che una certa variazione della tensione d'uscita al variare del carico e della rete sarà sempre presente anche se in minima misura a seconda della classe dell'alimentatore, come pure sarà sempre presente un certo valore di alternata residua.

Alcuni esemplari (PM 545 K...PM 345 K) dei 300 tipi di convertitori ca/cc POWER Products distribuiti dalla KONTRON. La frequenza dell'alternata d'ingresso può andare da 50 a 400 Hz. Le tensioni d'uscita possono essere singole, doppie e triple. La potenza d'uscita supera i 30 W. Vengono presentati nelle versioni lineari, switching e ibride. Possono essere montati sia su chassis che su circuito stampato.

Convertitori

Esiste l'alimentatore vero e proprio che trasforma una tensione alternata in una continua (AC/DC), e il *convertitore* che trasforma un dato livello di tensione continua in un livello di continua di valore differente (CC/CC). Per inciso, citiamo un terzo tipo di convertitore, quello che trasforma una continua in alternata (detto invertitore) ma di cui non ci occuperemo.

Grandi sono stati i progressi fatti nel settore degli alimentatori. Essi riguardano principalmente le dimensioni e il rendimento: le prime sono andate via via sempre diminuendo; il secondo è andato continuamente aumentando. Queste caratteristiche si sono potute ottenere da quando negli alimentatori è stato impiegato il *principio della commutazione*, come diremo più avanti.

Alimentatore switching "open frame" POWER Products. Questi alimentatori sono distribuiti dalla KONTRON, Divisione Elettronica. La potenza d'uscita va da 30 a 150 W. Posseggono due ingressi. Sono stati progettati per l'alimentazione di sistemi a microprocessore. Ottemperano le norme standard di sicurezza VDE 0806, e quelle VDE e FCC relative al rumore. Sono muniti di partenza dolce (soft-start) e di tenuta di tensione (hold-up) fino a 32 ms. Posseggono sistemi di protezione contro sovracorrenti e sovratensioni.

Caratteristiche degli alimentatori stabilizzati a commutazione

Questo tipo di alimentatore è diventato da un po' di tempo l'alimentatore per eccellenza grazie a due sue importanti caratteristiche:

— l'elevato rendimento.

— le dimensioni ridotte.

Nella *tabella 1* vengono confrontate le caratteristiche più salienti di un alimentatore *lineare* convenzionale e quelle di un alimentatore a *commutazione*.

L'alternata residua, presente sulla tensione continua d'uscita, è più elevata in un alimentatore a commutazione; essa infatti s'aggira sui 25 ÷ 100 mV da picco a picco mentre è più bassa come valore efficace. Gli alimentatori a commutazione presentano un tempo di ricupero inverso (transient recovery time) più lento ma in compenso posseggono un tempo di tenuta (hold-up time) più lungo, fattore questo molto importante nel settore dei computer.

L'alimentatore a commutazione può accettare una gamma di tensioni d'ingresso molto più ampia di quella di un lineare. In quest'ultimo, la variazione ammessa è ± 10%, e influisce direttamente sul rendimento dell'alimentatore; nell'alimentatore a commutazione s'aggira su ± 20%, e questa variazione non influisce minimamente sul rendimento.

Gli alimentatori a commutazione erano noti fin dal 1960 ma venivano utilizzati in campo militare e spaziale. La riduzione del prezzo dei dispositivi impiegati (transistori di potenza, diodi, circuiti integrati) nonchè delle ferriti e degli altri componenti passivi (principalmente, condensatori di livellamento d'uscita), e altri fattori, come la riduzione delle dimensioni e del calore disperso, hanno fatto sì che questo tipo di alimentatore venisse impiegato anche nel settore consumer (televisore).

Rendimento

Basta dare un'occhiata alle *figure 2 e 3* per individuare immediatamente i *punti caldi*, e cioè dove risiedono le per-

Fig. 1 - Comportamento ideale e reale della tensione d'uscita di un alimentatore. Una certa variazione della tensione d'uscita al variare del carico e della rete come pure un certo livello di alternata residua saranno sempre presenti. Dal loro valore dipende la bontà o la classe dell'alimentatore.

Tabella 1 - Confronto tra le caratteristiche di un alimentatore stabilizzato lineare e il tipo a commutazione

Parametro	Lineare	A commutazione
— Variazione della tensione d'uscita al variare della tensione della rete	0,2 ÷ 0,5 %	0,5 ÷ 0,1 %
— Variazione della tensione d'uscita al variare del carico	0,2 ÷ 0,1 %	0,1 ÷ 1,0 %
— Alternata residua sulla tensione continua d'uscita	0,5 ÷ 2 mV_{eff}	25 ÷ 100 mV_{pp}
— Variazioni della tensione d'ingresso	± 10 %	± 20 %
— Rendimento	40 ÷ 55 %	60 ÷ 80 %
— Rapporto potenza/dimensioni	0,5 W/15,5 mm^3	2,3 W/15,5 mm^3
— Tempo di ricupero dopo il transitorio (transient recovery)[1)]	50 μs	300 μs
— Tempo di tenuta (hold-up time)[2)]	2 μs	32 μs

Note
1) *Tempo richiesto alla tensione d'uscita per ritornare al livello di partenza (nominale) in seguito ad una rapida variazione del carico o della tensione d'ingresso.*
2) *Tempo durante il quale la tensione d'uscita rimane ancora presente dopo che è stata tolta la tensione d'ingresso.*

dite, in un alimentatore lineare. Innanzitutto nel trasformatore che è lontano dall'avere un rendimento del 100%; ha infatti perdite sia nel nucleo sia negli avvolgimenti. Poi vengono i diodi che quando caricano con impulsi di tensione i condensatori di livellamento, presentano una notevole caduta di tensione tra anodo e catodo.

Un altro punto caldo è il transistore-serie del regolatore lineare, nel quale la caduta *minima* di tensione che si verifica ai suoi capi viene calcolata in base alla minima tensione della rete, e ovviamente tende ad aumentare quando la tensione della rete ha il suo valore nominale o un valore più elevato; maggiore caduta di tensione significa ovviamente maggiore dissipazione.

Sommando tutte queste perdite, il rendimento di un alimentatore lineare con uscita 5V s'aggira sul 45%. L'alimentatore a commutazione ha invece un rendimento che sfiora il 90%.

Fig. 2 - Schema di principio di alcuni alimentatori lineari. Le perdite principali si verificano nei vari componenti del trasformatore e nel transistore-serie del regolatore di tensione posto all'uscita.

VARI TIPI DI CONVERTITORI cc/cc
1) Il convertitore flyback

È il tipo di convertitore sul quale è basato il funzionamento degli alimentatori a commutazione per basse potenze. Il circuito di principio è riportato in *figura 4*.

Questo circuito trasforma una data tensione continua in un'altra tensione continua di cui regola il valore mediante il sistema di variazione dell'ampiezza dell'impulso (PWM = Pulse Width Modulation). Si tratta in altre parole di un sistema che può controllare la durata del tempo di chiusura (on) e di apertura (off) di un interruttore statico, costituito in questo caso da un transistore di potenza (*figura 5*).

In un convertitore "fly-back", più dura il tempo in cui l'interruttore statico rimane chiuso (fase-on), e tanto maggiore sarà l'energia, prima immagazzinata nel trasformatore, e poi trasferita sul carico.

In particolare, il convertitore flyback lavora così (figure 4 e 5):
il transistore-interruttore T_1 viene comandato da un segnale ad onda quadra ad ampiezza variabile (segnale PWM). Quando il transistore T_1 viene portato in conduzione dall'impulso PWM (fase-on), nel primario del trasformatore avremo circolazione di corrente; questa corrente aumenterà in modo lineare. In realtà non si tratta di un vero trasformatore ma di un *induttore* avente un avvolgimento "secondario" nel quale, a differenza di un trasformatore, l'energia viene immagazzinata nel *flusso* del campo magnetico prodotto.

Quando T_1 non conduce (fase-off), il flusso precedentemente formato si annullerà producendo per induzione una corrente I_2 che circolerà nel secondario. La corrente I_2 caricherà contemporaneamente il condensatore C e circolerà anche nel carico.

La *figura 6*, mostra gli impulsi di corrente I_1 e I_2 rispettivamente d'ingresso e d'uscita, durante le fasi *on* e *off* del transistore-interruttore: quando durante la fase-on è presente l'impulso I_1, l'impulso I_2 tende a diminuire nella fase-off; l'andamento della tensione ai capi del condensatore d'uscita C si può vedere in basso nella figura.

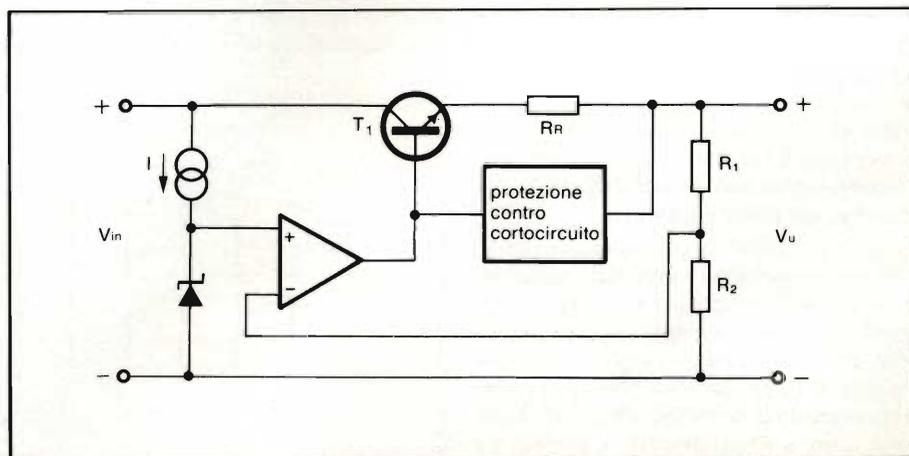



Fig. 3 - Struttura di principio di un regolatore di tensione. Le perdite si verificano principalmente nel transistore-regolatore posto in serie tra la sorgente di tensione continua non stabilizzata e il carico.

Fig. 4 - Schema di principio di un convertitore fly-back.

tramite un circuito raddrizzatore a ponte seguito da un condensatore di filtro.

Si noti *l'anello chiuso di regolazione* che parte dall'uscita e termina all'ingresso del transistore-interruttore. La caratteristica di questo anello di reazione è *l'isolamento*, nel senso che la tensione continua d'uscita deve essere isolata dalla tensione alternata d'ingresso, e questo solitamente si ottiene o mediante un piccolo trasformatore oppure un fotoaccoppiatore.

Se il carico dovesse richiedere una corrente maggiore, basterà semplicemente aumentare il tempo di chiusura di T_1 in modo da avere un impulso di corrente I_1 di maggior ampiezza, e di conseguenza, durante la fase-off del transistore T_1, potrà circolare nel secondario, e di conseguenza anche nel carico, un impulso di corrente maggiore, come appunto richiesto. Il contrario succederebbe se il carico richiedesse una corrente di ampiezza minore.

Se la tensione d'uscita (o una sua frazione) viene confrontata con una tensione di valore fisso (tensione di riferimento), e l'eventuale tensione-differenza viene utilizzata per controllare l'ampiezza dell'impulso ad onda quadra che pilota il transistore-interruttore, realizzeremo un sistema di regolazione ad *anello chiuso* capace di mantenere su un valore costante la tensione d'uscita dell'alimentatore nel caso dovesse variare sia la corrente assorbita dal carico sia la tensione continua applicata all'ingresso.

Teoricamente, questo tipo di convertitore non dovrebbe avere perdite. Infatti, quando "l'interruttore" T1 viene chiuso non dovrebbe avere cadute di tensione, e quando è aperto non presenta ovviamente alcuna circolazione di corrente. In pratica, l'interruttore T1 è un transistore, il quale anche quando è chiuso, e cioè in fase di massima conduzione, possiede sempre una piccola caduta di tensione tra emettitore e collettore (detta tensione di saturazione), e di conseguenza una potenza ExI che va irrimediabilmente perduta.

Le perdite nel transistore-interruttore non si verificano soltanto nella fase di conduzione, ma anche durante il tempo richiesto al transistore per portarsi in conduzione oppure per bloccare la conduzione. Questi tempi, pur essendo di piccolo valore, non sono mai zero, e costituiscono le cosiddette *perdite di commutazione*.

Perdite si hanno ovviamente anche nel trasformatore, che pur avendo un nucleo in ferrite, non ne è esente, nei diodi raddrizzatori d'uscita e nei condensatori di livellamento.

Tutte queste perdite sono comunque molto inferiori a quelle che si registrano in un alimentatore lineare.

Fig. 5 - Forme d'onda che comandano il transistore-interruttore, secondo il principio PWM. Dai tre tipi di segnali si comprende facilmente il significato del ciclo di utilizzazione, che sta alla base del principio del sistema di modulazione dell'ampiezza dell'impulso (PWM).

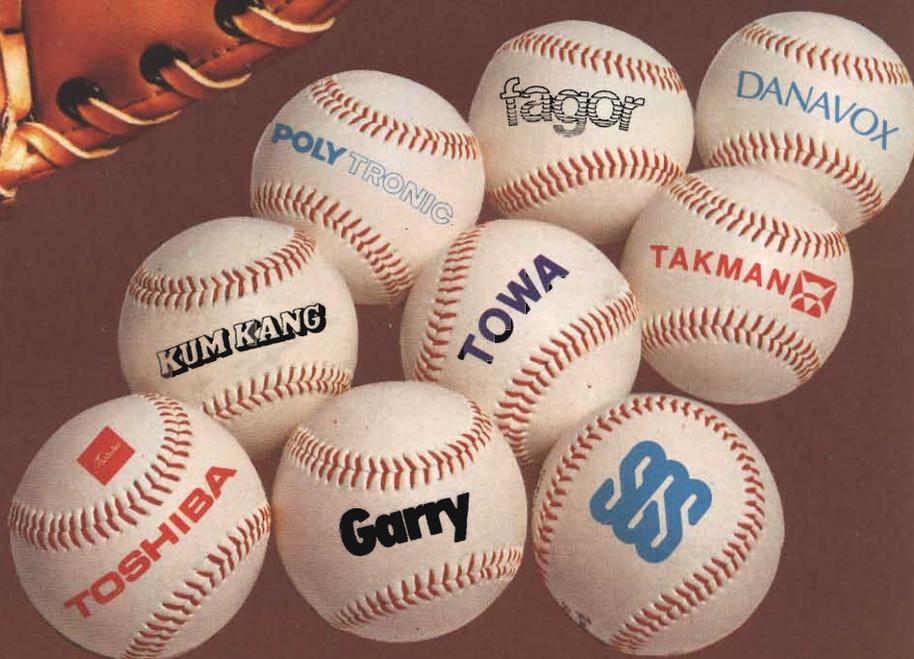
Convertitore flyback alimentato dalla rete

È indicato in *figura 7*, e possiamo considerarlo un convertitore fly-back completo come lo si trova in pratica negli alimentatori a commutazione. Viene anche chiamato *alimentatore switching off-line* in quanto la tensione continua d'ingresso richiesta dal convertitore fly-back non è ottenuta tramite trasformatore e diodi raddrizzatori ma direttamente dalla rete (off-line)

2) Il convertitore forward

Un altro convertitore molto conosciuto dai progettisti di alimentatori a commutazione è il *forward*, il cui principio di funzionamento è indicato nella *figura 8*.

A prima vista sembrerebbe uguale al fly-back già illustrato, mentre presenta delle sostanziali differenze. La più importante è questa: quando il transistore-interruttore viene chiuso, l'energia magnetica prodotta dalla corrente viene quasi tutta immagazzinata nell'induttore (L) di uscita e non nel trasformatore. La posizione dei puntini segnati sugli avvolgimenti del trasformatore sta ad indicare che quando il transistore-interruttore è chiuso, ai capi del secondario viene prodotta una tensione che, raddrizzata dal diodo D1,

Fig. 6 - Forme d'onda tipiche presenti in un convertitore fly-back.

TOSHIBA

MEMORIE:

RAM DINAMICHE N MOS	16 K (TMM 416) 64 K (TMM 4164) 256 K (TMM 41256)
RAM STATICHE N MOS	4 K (TMM 2114) 16 K (TMM 2016) veloci 16 K (TMM 2018 - 45 ns)
RAM STATICHE C MOS	1 K (TC 5501) 4 K (TC 5504) (TC 5514) 16 K (TC 5516) (TC 5517) (TC 5518) 64 K (TC 5564) (TC 5565)
EPROM	64 K (TMM 2764) 128 K (TMM 27128)

MICROPROCESSORI:

TLCS - Z80	TMPZ 84 C 00 84 C 20 84 C 30
TLCS - 85	TMP 8085 - 8155 - 8156 8251 - 8253 - 8255 - 8259 8279 - 8355 - 8755
TLCS - 48 N MOS	TMP 8048 (8035) - 8049 (8039) 8022 - 8243
TLCS - 48 C MOS	TMP 80 C 48 (80 C 35) 80 C 49 (80 C 39) 80 C 50 (80 C 40) - 82 C 43
TLCS - 51	TMP 8051 P - 8031 P

TOSHIBA

FAMIGLIE LOGICHE:

FAM. 4000 (TC 4000 BP)

HIGH SPEED C MOS (TC 74 HC)

DISCRETI:

MODULI DI POTENZA-MOS FET

TRANSISTORI DI BASSA E MEDIA POTENZA

OPTOELETTRONICA:

LED	STANDARD ALTA EFFICIENZA
DISPLAY	1-2-4 DIGIT. ALTA EFFICIENZA DA 0,3" a 1,8"
FOTOACCOPPIATORI USCITE	TRANSISTORE DARLINGTON SCR TRIAC I.C.

EMETTITORI ALL'INFRAROSSO
FOTODIODI - FOTOTRANSISTOR
FOTOINTERRUTTORI

LCD	NUMERICI E ALFANUMERICI

FAMIGLIE LOGICHE:

C MOS 4000 STANDARD
HIGH SPEED C MOS 74 HC
74 LS

MEMORIE:

EPROM 2716 - 2732A - 2764

MICROPROCESSORI:

SERIE Z80 - 2,5/4/6 MHz
M 3870

LINEARI INDUSTRIALI

LINEARI CIVILI

TRANSISTORI:

PICCOLO SEGNALE - MEDIA - ALTA POTENZA

DIODI RETTIFICATORI:

1 A (Serie 1N 4000)
veloci 1 A (Serie BA 150)
veloci 2 A (Serie BY 290)
3 A (Serie BY 250 - IN 5400)
veloci 3 A (Serie BY 390)
5 A (Serie BY 550)

PONTI:

1 A (Serie WL)

1,5 A (Serie W)

10 A (Serie FB 1000)

25 A (Serie FB 2500)

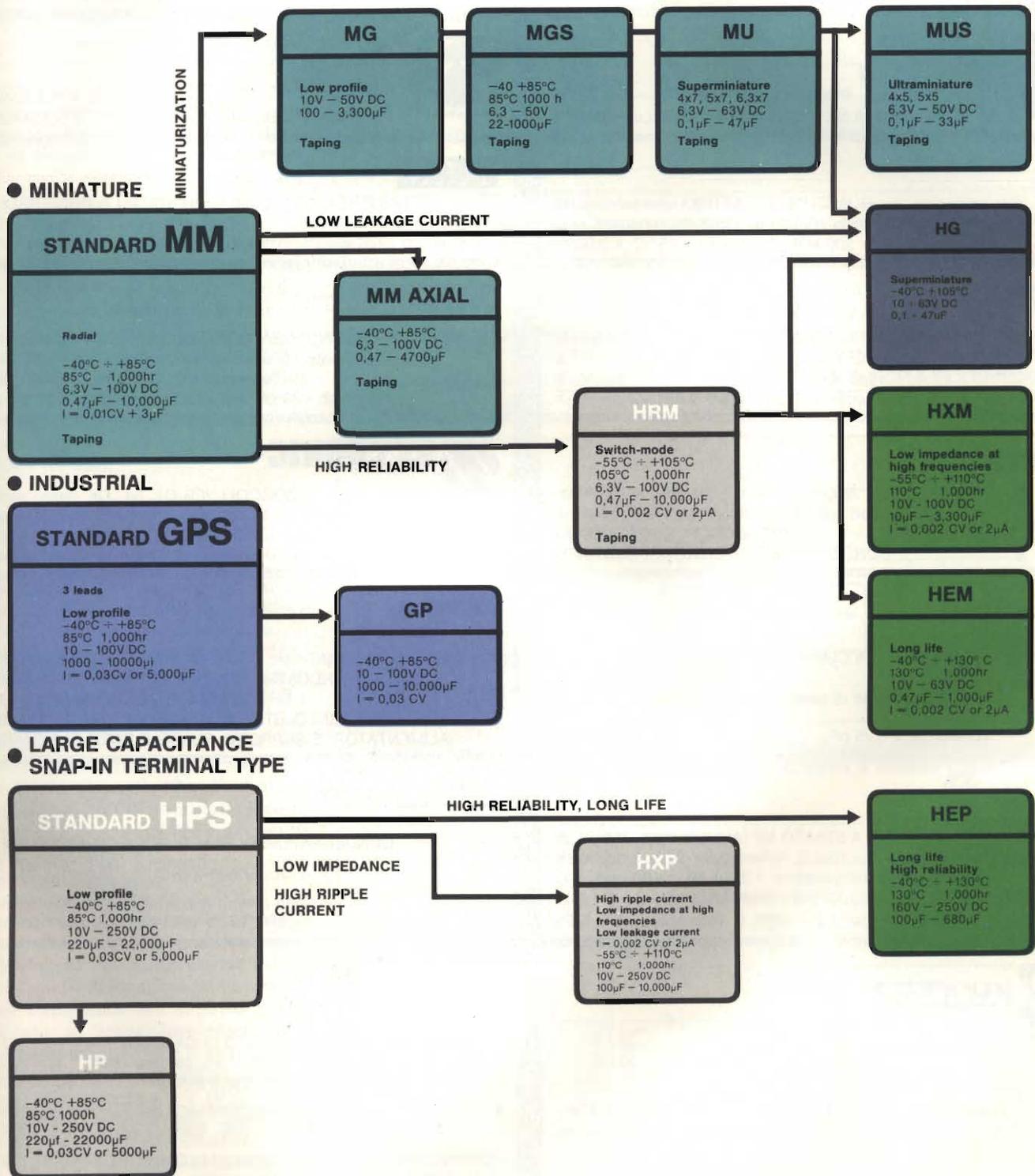
35 A (Serie FB 3500)

ZENER:

400 mW (BZX 83 - BZX 55)

1,3 W (BZX 85 - BZY 97)

TOWA

CONDENSATORI ELETTROLITICI

TANTALIO

CHIP - MOLDED
0, 047 ÷ 68μ F
6,3 ÷ 50 V DC

Series TCM - TN

ALTOPARLANTI ALNICO E FERRITE
CON CONO IN CARTA, CARTA TROPICALIZZATA E MYLAR

DANAVOX

CAPSULE DINAMICHE PER IL TELEFONO ELETTRONICO
CUFFIE CON MICROFONO PER APPLICAZIONI IN TELEFONIA

PULSANTI PER TASTIERE - TASTIERE
DEVIATORI A PULSANTE LUMINOSO serie Lumostat 75

QUARZI PIEZOELETTRICI general purpose,
industriale, professionale militare in contenitori a norme MIL.
Frequenze: 8 kHz ÷ 200 MHz. Tolleranza a 25° C: ± 0,003%

POLYTRONIC

RACK A 19" A NORME DIN 41494.
CESTELLI - CONTENITORI - CONSOLLE
CONNETTORI A NORME DIN 41617, 41612 B - C - D - F - M - H
CONNETTORI A VASCHETTA E A PERFORAZIONE D'ISOLANTE

Garry

ZOCCOLI per c.i., SIL, DIL, e DISPLAY
con contatti a tulipano ad alta precisione
"QUITE SOCKET", ZOCCOLI CON
CONDENSATORE DI DISACCOPPIAMENTO

SAM HWA

CONDENSATORI CERAMICI A DISCO 50V - 500V - 1KV
Capacità: 1 ÷ 100.000 pF
Coefficiente di temperatura controllato NP0, N750
Curva B, E, F
Tolleranza: ± 0,25 pF, ± 0,5 pF, ± 5%, ± 10%, −20 + 80%

RESISTORI A STRATO METALLICO 0,25 - 0,5 - 1 W
Gamma valori: 1 Ω ÷ 10M Ω. Tolleranza: ± 0,5%, ± 1%, ± 2%
Coefficiente di temperatura: ± 25, ± 50, ± 100 ppm /° C
RESISTORI A OSSIDI METALLICI ININFIAMMABILI 1/2 - 1 - 2 - 3 W
Gamma valori: 1 Ω ÷ 100K Ω. Tolleranza: ± 2%, ± 5%

RISUONATORI CERAMICI con terminali allineati e a 90°
PAGE, piezoacustic generator in elemento
singolo o montati in contenitore plastico
FILTRI CERAMICI da 10,7 MHz ed ultraselettivi
RETI RESISTIVE A BASSO PROFILO S.I.P.
OSCILLATORI A CRISTALLO DI QUARZO da 32,768 kHz

TECNY-OHM

POTENZIOMETRI SEMIFISSI A STRATO DI CARBONE
PROTETTI. Ø 10 mm, Passo 5 verticali e orizzontali
Gamma valori: 100 Ω ÷ 1 M Ω, tolleranza ± 20%
POTENZIOMETRI SEMIFISSI A STRATO DI CARBONE
PROTETTI. Ø 15 mm, Passo 10 verticali e orizzontali
Gamma valori: 100 Ω ÷ 1 M Ω, tolleranza ± 20%

BATTERIE RICARICABILI AL PIOMBO E AL Ni-Cd.

metrix

MULTIMETRI DIGITALI, ANALOGICI, PROGRAMMABILI
OSCILLOSCOPI, CON MEMORIA - MEMORIE DIGITALI

INTERRUTTORI A PULSANTE,
A LEVETTA, MICROINTERRUTTORI MINIATURA

Delcon

CONDENSATORI ASSIALI e VERTICALI in POLISTIROLO
per telecom. e strumentazione.
Capacità: 2 ÷ 50.000 pF, Tensioni 125 - 500 V c.c.

EFCO composants

CONDENSATORI a norme CECC - DIN in film
di policarbonato, poliestere, polipropilene assiali e radiali.
Tolleranza: ± 2,5%, ± 5%, ± 10%, ± 20%
Capacità: 470 pF ÷ 20μ F. Tensioni: 63 ÷ 1.500 V c.c.

ZETRONIC

ZOCCOLI PER C.I., SIL, DIL basso profilo.
CONNETTORI PER c.s. passo 2,54 ad inserzione diretta.
CONNETTORI AD INSERZIONE DIRETTA passo 2,54 e 3,96.
CONNETTORI PER CAVI PIATTI e c.s. flessibili per inserz. a sforzo nullo.

ERSA

SALDATORI MINIATURA, STANDARD, AD ALTO ISOLAMENTO,
ISTANTANEI, INDUSTRIALI, A TEMPERATURA REGOLABILE,
DI POTENZA; STAZIONI DI SALDATURA,
BAGNI DI STAGNO. DISSALDATORI, ASPIRATORI,
ALIMENTATORI E SUPPORTI, PUNTE E PARTI DI RICAMBIO.

KUM KANG

CONDENSATORI IN FILM DI POLIESTERE 100 VOLT
Capacità: 1000 ÷ 470.000 pF
Tolleranza: ± 5%, ± 10%
Versione mini in resina epossidica trasparente,
capacità da 1000 a 100.000 pF nastrabili

TECNY-OHM

RESISTENZE A STRATO DI CARBONE 1/4 - 1/2 - 1-2 W
Tolleranza: ± 2%, ± 5%, gamma valori: 1 Ω ÷ 10M Ω
Sciolte, nastrate assiali e radiali per inserzione su m/c automatiche

RESISTORI A FILO IN CASSA CERAMICA ININFIAMMABILI 2÷20W
Tolleranza: ± 5%, ± 10%. Gamma valori: 0,1 Ω ÷ 47K Ω

POTENZIOMETRI ROTATIVI A STRATO DI CARBONE SINGOLI, DOPPI
Ø 17 e 25,5 mm con alberino metallico o in nylon Ø 4, Ø 6 con
e senza interruttore. Gamma valori: 220 Ω ÷ 10M Ω. Tolleranza: ± 20%
Curve lineari e logaritmiche, terminali a c.s. o a saldare.

DIREZIONE COMMERCIALE
Viale Matteotti, 66 - 20092 Cinisello Balsamo - Milano - ITALIA
Tel. 02/6123351 (6 linee) Telex: GBCMIL 330028 - FAC SIMILE 02/6180205

va poi a scorrere nell'induttore L. Di conseguenza, più lungo sarà il tempo di "chiusura" di T_1 rispetto al tempo di "apertura" è più grande sarà (in valore medio), la tensione ai capi del secondario, e di conseguenza più elevata sarà la corrente circolante nel carico.

Quando T_1 non conduce (fase-off) non si ha una istantanea variazione (bloccaggio) di corrente nell'induttore: essa al contrario continua a scorrere attraverso il diodo D2. Ne consegue che, a differenza di ciò che avviene in un convertitore fly-back, avremo in questo caso una circolazione di corrente nell'induttore (e cioè nell'elemento immagazzinatore di energia) sia durante la fase-on che durante la fase-off del ciclo di lavoro del transistore-interruttore. A parità di potenza d'uscita, l'alternata residua presente sulla tensione continua d'uscita (e cioè il ripple), avrà quindi un livello più basso in un convertitore forward che in un convertitore fly-back.

Alimentatori a commutazione a più uscite

La stragrande maggioranza degli alimentatori a commutazione fornisce non una ma più tensioni di uscita.

Infatti, oltre alla tensione standard di 5 V, utilizzata dai circuiti logici, possiamo trovare + 12 V, — 12 V, + 24 V e — 5 V.

Questi valori di tensione sono normalmente quelli richiesti per il comando di dischi "floppy" e "hard", di stampanti, di tubi CRT di terminali video, di circuiti interfaccia RS-232 e di circuiti d'interfaccia analogici.

Un tipico alimentatore a più uscite è indicato nella *figura 9*.

Si noti come per la stabilizzazione di tutte le altre tensioni di uscita ci si serva dell'uscita a 5 V. Da questa infatti parte l'anello di reazione che va a modificare l'ampiezza dell'impulso PWM, applicato al transistore-interruttore. Questo implica però che le altre tensioni d'uscita non saranno stabilizzate così bene come quella a 5 V (V3).

In alcune applicazioni, come per esempio, nei sistemi di comando di dischetti, questo non rappresenta un problema; in altre, richiedenti un fattore di stabilizzazione dello stesso ordine di grandezza di quella della tensione a 5 V, occorrerà munire le rispettive uscite di un aggiuntivo regolatore di tensione come indicato nella figura. Gli alimentatori a commutazione posti in commercio, solitamente danno 5 tensioni d'uscita stabilizzate di differente valore.

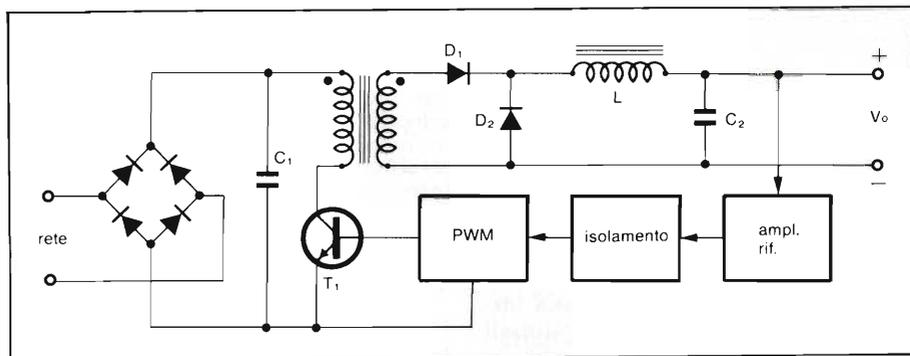



Fig. 7 - Schema di un alimentatore, basato sul convertitore fly-back, munito di anello di regolazione della tensione d'uscita.

Altre strutture circuitali di alimentatori a commutazione

Per la realizzazione di alimentatori a commutazione vengono utilizzate anche altre strutture circuitali in parte derivate dai due tipi fondamentali descritti. Due di queste sono indicate nelle *figure 10* e *11*. Uno è il *convertitore in discesa* (o buck regulator), l'altro il *convertitore in salita* (o boost regulator).

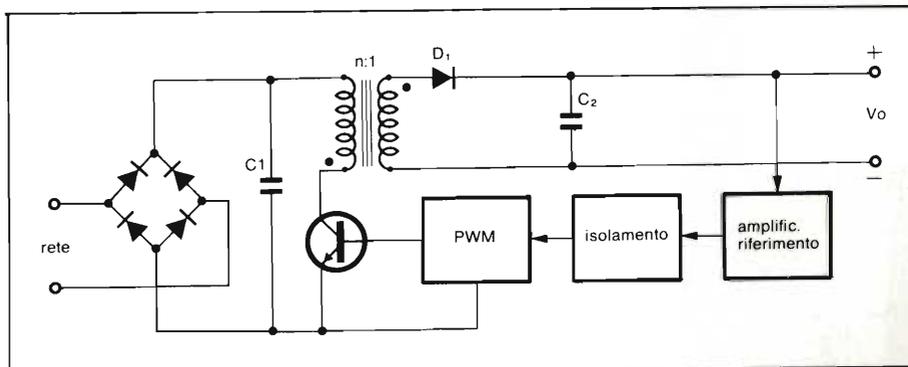



Fig. 8 - Schema completo di alimentatore a commutazione nel quale viene utilizzato un convertitore forward. Anche qui è presente l'anello di reazione che stabilizza la tensione d'uscita.

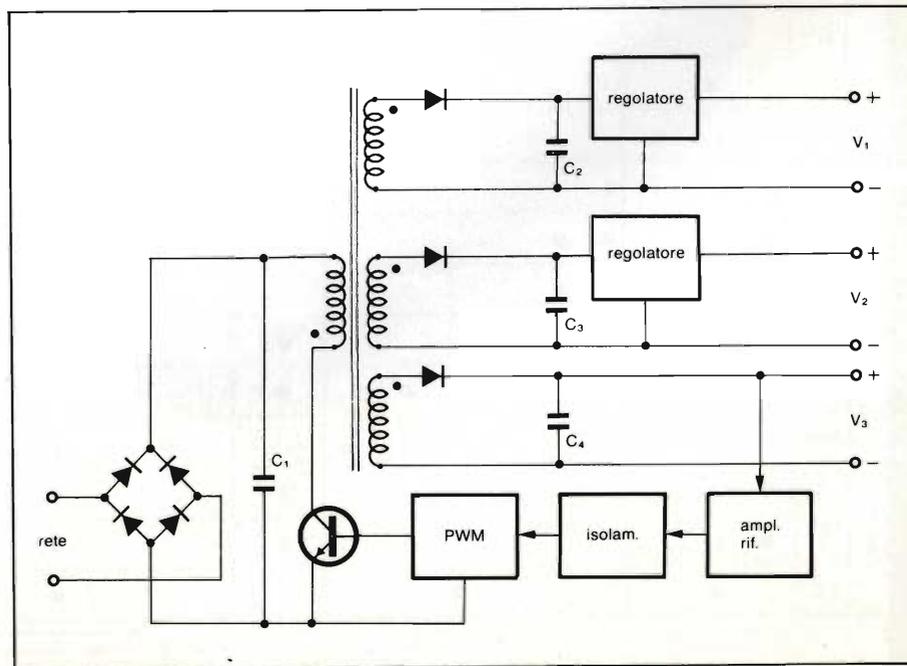



Fig. 9 - Alimentatore stabilizzato a più uscite. È basato sul convertitore fly-back.

Per semplicità, in entrambi i circuiti non sono riportati nè il raddrizzatore nè il filtro d'ingresso.

Il convertitore in discesa (*figura 10*) lavora come il convertitore forward dal quale differisce per la mancanza del trasformatore, e di conseguenza non esiste isolamento tra il circuito d'ingresso e quello d'uscita. La tensione continua d'ingresso viene portata su un valore più basso agendo sulla larghezza dell'impulso PWM che pilota il transistore-interruttore.

Un circuito similare è il convertitore in salita (o boost regulator), *figura 11*, il quale lavora come quello in discesa e dal quale differisce per portare la tensione d'uscita su un livello più elevato di quella di ingresso. La tensione d'uscita infatti è uguale a quella d'ingresso più la tensione prodotta dal meccanismo di commutazione del transistore.

Fig. 10 - Schema di principio di un regolatore in discesa. (La tensione d'uscita è inferiore a quella d'ingresso).

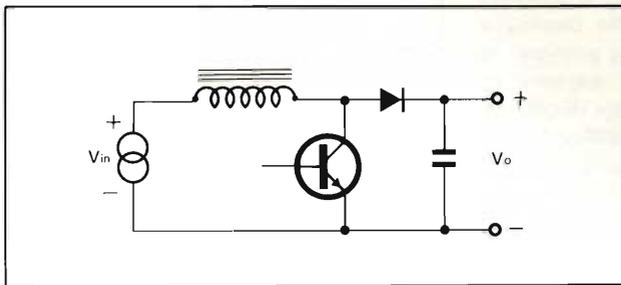
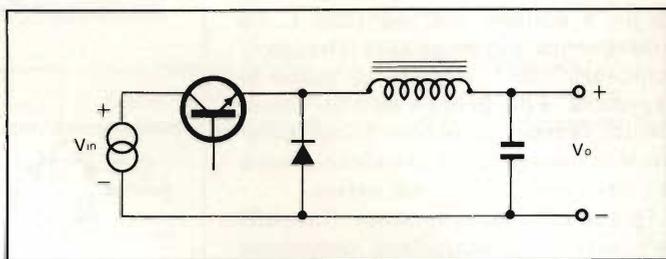



Fig. 11 - Schema di principio di un regolatore in salita (la tensione d'uscita è superiore a quella d'ingresso).

Tabella per facilitare la scelta di un convertitore cc/cc Power Products* più adatto ad un determinato impiego

	Serie	Campo tensioni			Potenza d'uscita in W						Elevate prestazioni	Serie economica	Isolato
		±10%	2:1	4:1	1-3	5	10	15	25	50			
Uscita singola	H	●			●						●		●
	F	●			●	●					●		●
	WF			●		●							
	K	●				●						●	●
	M	●					●				●		●
	P	●							●		●		●
	WP			●					●		●		●
	WR		●					●	●			●	●
	WM			●				●	●	●		●	
Uscita doppia	EA	●			●							●	●
	A	●			●	●					●		●
	J	●				●						●	●
	N	●					●				●		●
	R	●							●		●		●
	WR		●						●			●	●
Ripple	C	●					●				●		●
	S	●							●		●		●
	ES		●					●			●		●

** Agente e distributore esclusivo per l'Italia della Power Products è la KONTRON S.p.A. - Divisione elettronica.*

In *figura 12* è indicato il convertitore push-pull il quale è un'altra variante del convertitore forward dal quale differisce per avere nel primario due transistori-interruttori.

Nelle *figure 13* e *14* sono riportati convertitori a mezzo ponte e a ponte intero; anche questi sono sempre varianti del convertitore forward. L'unica differenza sta nella maniera con cui viene comandato il primario del trasformatore.

Selezione della tensione di rete d'ingresso

Gli alimentatori a commutazione possono lavorare con tensioni di rete d'ingresso comprese tra 115 e 230 V_{eff}. La *figura 15* mostra una maniera molto semplice con la quale è possibile attuare questa possibilità.

Perchè l'alimentatore possa lavorare a 230 V oppure da 180 a 260 V è sufficiente togliere il *cavallotto*, ed allora il circuito d'ingresso diventerà un raddrizzatore a ponte con condensatore di filtro (in questo caso formato da due condensatori collegati in serie).

Quando invece l'alimentatore deve lavorare con una tensione di rete di 115 V, oppure da 90 a 130 $V_{efficaci}$ occorrerà collegare il cavallotto, e di conseguenza i due condensatori in serie verranno caricati alternativamente al picco di ciascuna semionda della tensione della rete, e per risultato avremo una tensione d'uscita costituita dalla *somma* delle tensioni formate ai capi dei due condensatori.

Con questo sistema di "cambiatensione" estremamente semplice (è un cavallotto), il costruttore di alimentatori stabilizzati a commutazione potrà esportare senza difficoltà i suoi alimentatori in Europa (220 V) e negli Stati Uniti (115 V).

Rendimento e dimensioni degli alimentatori a commutazione

Come già più volte sottolineato, uno dei pregi di questo alimentatore oltre al rendimento elevato è l'elevato rapporto potenza/volume, o in altre parole, dimensioni ridotte a parità di potenza rispetto ad un alimentatore standard. Il motivo è dovuto all'elevata frequenza con cui lavora questo alimentatore (20 kHz, e attualmente, con i MOS di potenza, si arriva fino a 200 kHz).

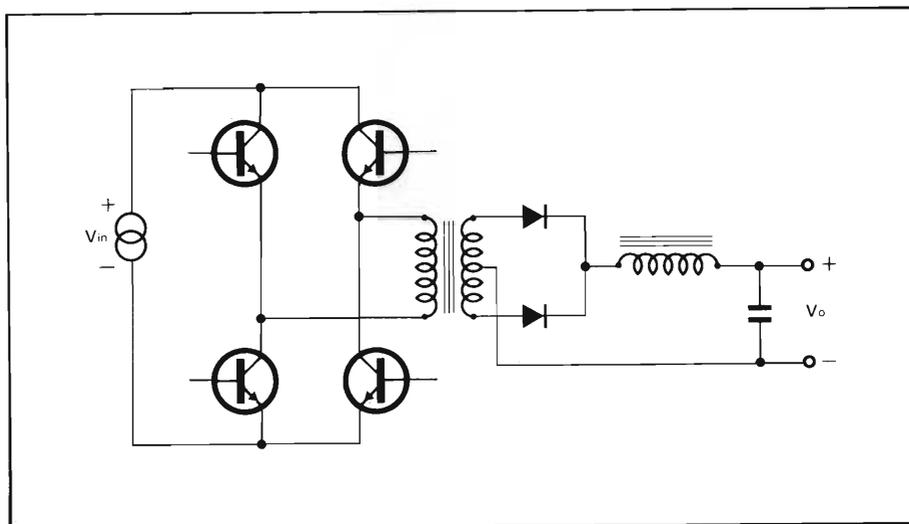



Fig. 13 Schema semplificato di convertitore forward a "ponte completo".

In questa foto si possono notare alcuni tipi di convertitori cc/cc della serie PM 600 a 24 piedini. Sono intercambiabili. Prevedono differenti valori di tensioni d'ingresso. Tutte le tensioni d'uscita sono stabilizzate. La potenza di uscita può arrivare ad 1 W. Posseggono bassi valori di alternata residua (ripple) e di interferenze. Sono disponibili con o senza filtro d'ingresso interno. (La serie economica di questi convertitori - serie EM 600 - è analoga alla serie PM 600 per ciò che riguarda l'intercambiabilità e i valori delle tensioni d'ingresso e d'uscita, e differisce per avere le tensioni d'uscita non stabilizzate).
Nella foto sono presenti anche alcuni tipi di convertitori cc/cc (serie WP) ad ampia gamma di tensioni d'ingresso (4:1). Uscita singola. Potenza di uscita 25 W. Controllo on-off a distanza. Possibilità di collegamento in parallelo delle uscite. Rendimento sino all'85%.
A destra è presente anche il convertitore cc/cc per telecomunicazioni (TC 944). Tensioni d'ingresso da 35 a 70 Vcc. Protezione contro picchi transitori all'ingresso. Filtro d'ingresso a π. Schermatura interna completa. Rendimento: 78%.
Tutti gli alimentatori POWER PRODUCTS hanno una garanzia di due anni.
(Foto Power Products - KONTRON)

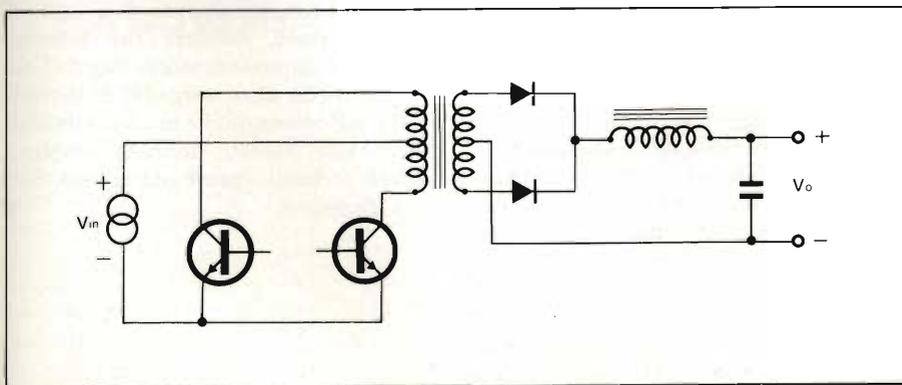



Fig. 12 - Schema semplificato di convertitore forward push-pull.

Più la frequenza è elevata e più possono avere dimensioni ridotte il nucleo in ferrite e i condensatori di filtro; fa eccezione il condensatore del *filtro d'ingresso* che deve lavorare con semionde sinusoidali in uscita dal raddrizzatore con frequenza di 50/60 Hz.

Un altro importante componente dell'alimentatore stabilizzato a commutazione è il diodo (o i diodi) raddrizzatore della tensione di uscita, che deve essere a ricupero veloce, e cioè, il tipo Schottky. I diodi "veloci" sono in questo caso richiesti a causa dell'elevata

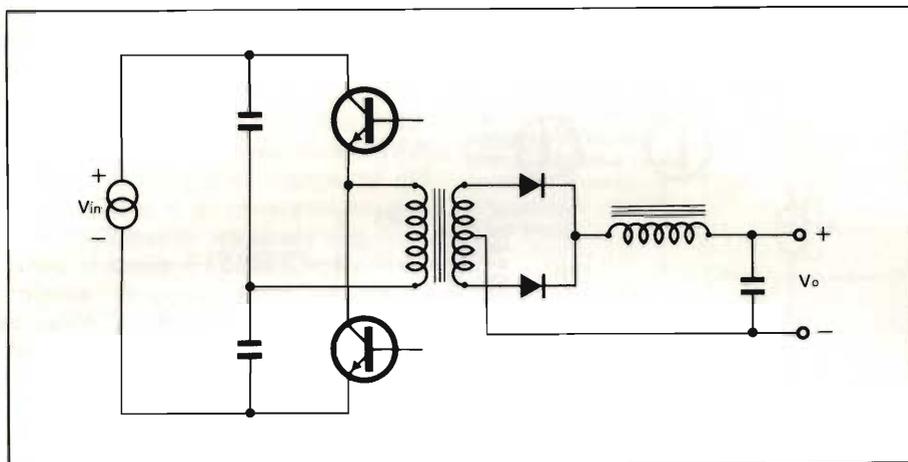
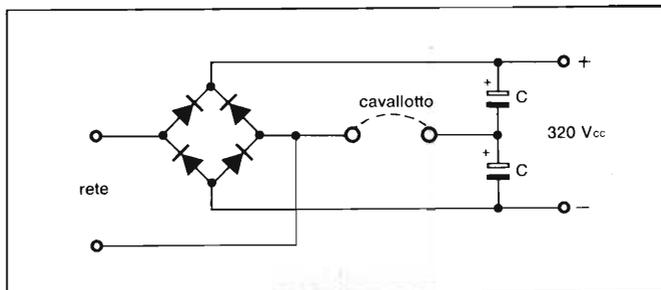



Fig. 14 - Schema semplificato di convertitore forward a "mezzo ponte".

Fig. 15 - Sistema per consentire di applicare all'ingresso dell'alimentatore tensioni o di 115 V_{eff} oppure di 220 V_{eff}. Inserendo il cavallotto, l'alimentatore è predisposto per una tensione di rete di 115 V; senza il cavallotto la tensione di rete può essere di 220 V.

frequenza del segnale alternato che essi sono chiamati a raddrizzare. I diodi normali, a causa del processo di immagazzinamento delle cariche, produrrebbero una inammissibile perdita di potenza. I diodi Schottky, quando conducono presentano una caduta di tensione catodo-anodo molto bassa, il che contribuisce ad aumentare il rendimento del sistema.

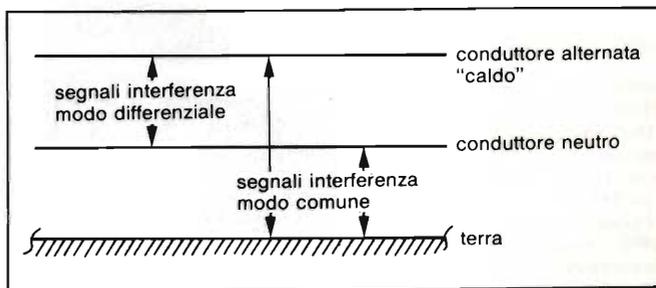



Fig. 17 - Diagramma per illustrare il concetto di interferenza "modo differenziale" e "modo comune".

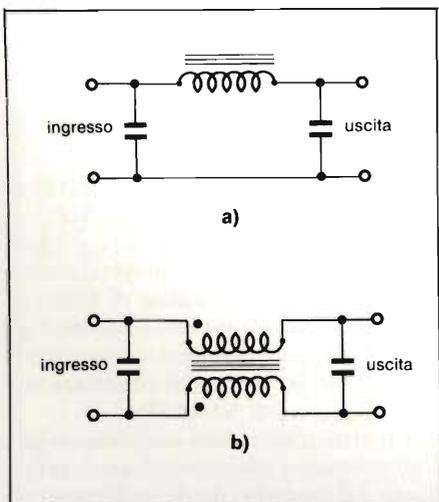



Fig. 16 - Struttura di principio dei filtri da mettere all'ingresso dell'alimentatore affinchè non venga inquinata la rete (a) filtro a π "x (b) filtro a balun.

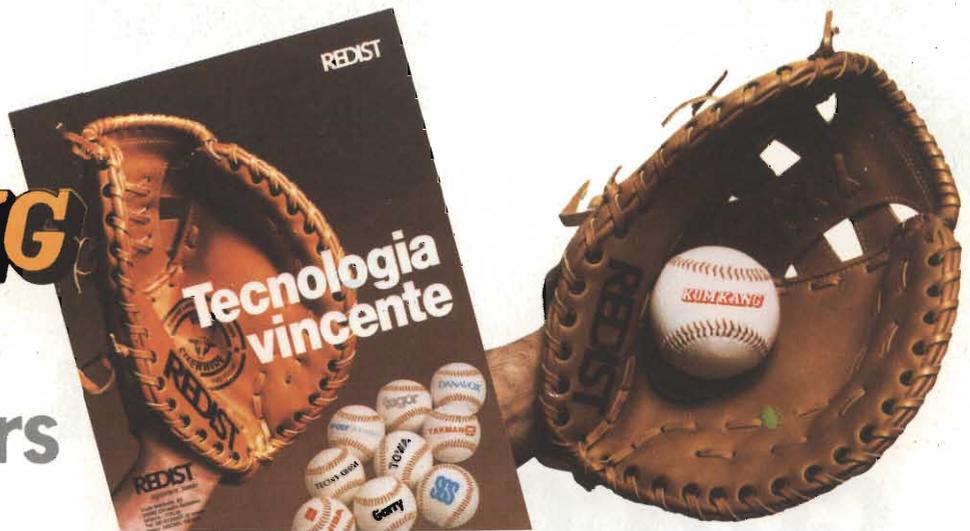
Il problema delle interferenze

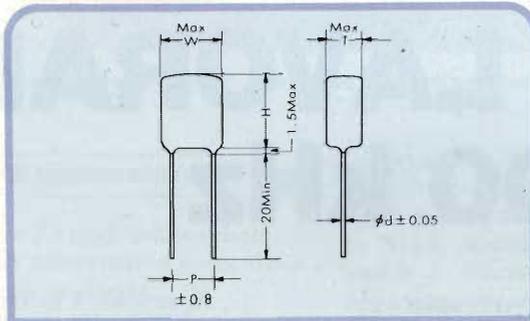
È un problema *esclusivo* degli alimentatori a commutazione, sconosciuto agli alimentatori stabilizzati lineari. Esso è dovuto ai brevi impulsi di corrente e di tensione che si succedono a frequenza elevata e che sono prodotti dal transistore-interruttore; questi impulsi circolano principalmente nei componenti a valle del transistore.

Sono questi brevi "burst" ad elevato contenuto di energia i responsabili dell'interferenze elettromagnetiche a radio frequenza che accompagnano inevitabilmente il funzionamento di un alimentatore a commutazione. Questo tipo di interferenza (indicata anche con la siglia EMI (EMI = ElectroMagnetic Inteference) si presenta sotto due aspetti: essa può avvenire per *conduzione* oppure per *irradiazione*. Interferenza per *conduzione* è quella che viene trasmessa lungo la linea di alimentazione della rete. Essa può essere bloccata mediante un filtro a π nel caso di interferenza "modo differenziale" oppure mediante un filtro a balun ed un condensatore di filtro nel caso di interferenza "modo comune". La struttura di principio di questi filtri è illustrata nella *figura 16*; qui devono essere utilizzati componenti adatti a lavorare alle frequenze elevate. La *figura 17* serve ad illustrare il concetto di interferenza "modo comune" e quello "modo differenziale".

Molti alimentatori a commutazione hanno già incorporato il filtro EMI/RF destinato ad eliminare l'interferenza per *conduzione*. Quelli che non sono provvisti, dovranno averlo esternamente.

L'interferenza EMI/RF per *irradiazione* è quella trasmessa nell'etere direttamente dalle piste dello stampato e dai relativi collegamenti nei quali circola la corrente ed impulsi a frequenza elevata. Per bloccarla occorre munire l'alimentatore di adatto schermo.

Sui livelli ammessi e sulla natura delle interferenze EMI/RF esistono in ogni nazione e anche a livello internazionale capitolati ben definiti. Così, per esempio, negli alimentatori utilizzati nei computer, le interferenze, se non opportunamente bloccate, possono influire sul funzionamento di queste apparecchiature. Occorre far presente che nelle apparecchiature digitali esistono anche altre sorgenti di disturbi EMI/RF oltre a quelle prodotte dall'alimentatore. Questo delicato problema dovrà pertanto essere affrontato nella sua globalità. ∎

Tipo standard: GQ 92M

Dielettrico in doppio film tereftalato di polietilene
Terminali direttamente saldati alle lamine
Capacità: 1000 ÷ 470.000 pF
Tolleranza: ±5%, ±10%
Tensione nominale: 100 Vc.c.
Temperatura: −25 +85°C

Capacità		Dimensioni				
Symbol	μF	W	H	T	Ød	P
102	0.001	6.0	10.5 +2.5 −1.0	3.5	0.5	2.5
152	0.0015	"	" "	"	"	"
222	0.0022	"	" "	"	"	"
332	0.0033	"	" "	"	"	3.0
392	0.0039	"	" "	"	"	"
472	0.0047	6.5	" "	"	"	"
562	0.0056	"	" "	"	"	"
682	0.0068	"	" "	"	"	"
103	0.01	"	" "	4.0	"	"
153	0.015	"	" "	"	"	3.5
223	0.022	7.0	" "	"	"	"
333	0.033	8.0	" "	4.5	"	"
473	0.047	9.5	11.5 +2.5 −1.0	5.0	"	5.0
563	0.056	"	" "	"	"	"
683	0.068	10.5	" "	6.0	"	"
104	0.1	11.0	" "	6.5	"	6.5
154	0.15	14.0	14.0 +3.0 −2.0	8.0	0.6	9.0
224	0.22	17.0	16.0 +3.0 −2.0	8.5	"	10.5
334	0.33	18.0	18.0 +3.0 −2.0	9.0	"	"
474	0.47	20.0	22.0 +3.0 −2.0	11.0	"	14.0

Versione MINI in resina epossidica trasparente tipo: GQ 92 MSM

Dimensioni miniaturizzate (mm):
(1000÷33000 pF) = 6x7x3,5 passo
(47000 ÷ 100.000 pF) = 9x10x5

Tolleranza: ±5%, ±10%
Tensione nominale: 100 Vc.c.
Temperatura: −25 +85°C

Capacità		Dimensioni				
Symbol	μF	W	H	T	Ød	P
102	0.001	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
152	0.0015	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
222	0.0022	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
332	0.0033	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
472	0.0047	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
103	0.01	6.0	6.5	2.8	0.5	3.5
223	0.022	6.5	8.5	3.0	0.5	3.5
473	0.047	8.0	8.5	3.9	0.5	5.0
104	0.1	9.3	10.0	6.0	0.5	5.5

REDIST
(A DIVISION OF GBC)
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo
Milano - ITALIA
Tel. 02/6123351 (5 linee)
Telex: GBCMIL 330028

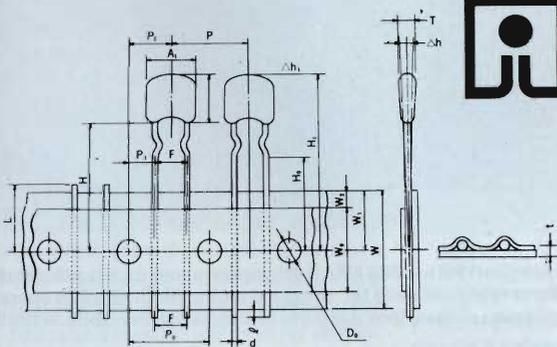
ROMA
Via F. Ingoli, 80
Telef. 06/6056143

FIRENZE
Via Giovanni
Pian dei Carpini, 1/3/5
Telef. 055/4379442-4379577

CASTELFIDARDO
Via Della Stazione, 28
Telef. 071/782057

TORINO
Via U. Foscolo, 25
Tel. 011/658231

LONGARONE
Via Fae, 36
Telef. 0437/771129

Il tipo GQ 92 MSMT è particolarmente adatto per la nastratura

VERTICAL INSERTION

Dimensioni Bobina : 330x330x50 (Max)
da 1000-1500-2000 pz
Box : 335x335x55 (Max)

Per informazioni indicare **Rif. P 8** sul tagliando

CONVERTITORI CC/CC CHE LAVORANO A 300 kHz

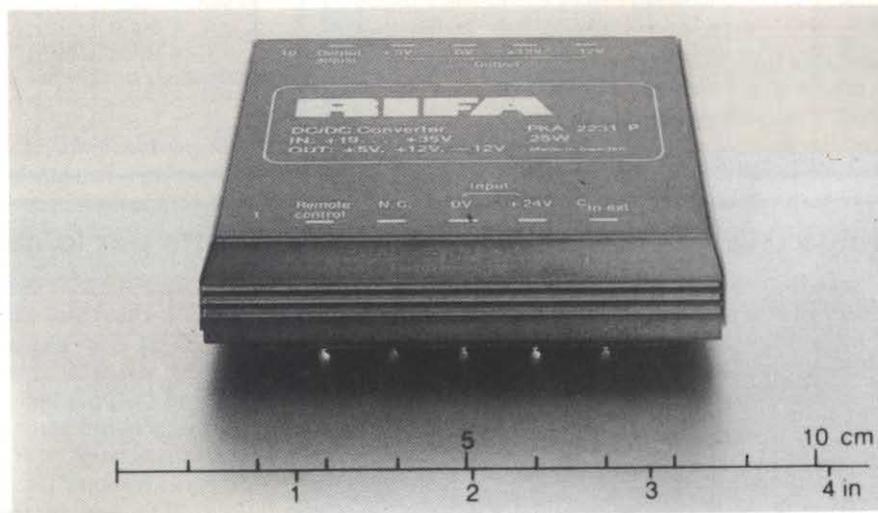
Questa serie di convertitori cc/cc sono stati realizzati sfruttando gli ultimi progressi fatti in questo settore: frequenza di commutazione elevata mai utilizzata fino ad oggi, grazie all'impiego di transistori FET-MOS di potenza, ferriti e componenti passivi appositamente studiati per questo impiego. I risultati sono: dimensioni estremamente ridotte, rendimento elevato, peso minimo, caratteristiche che li fanno preferire a quelli convenzionali nelle apparecchiature professionali altamente sofisticate.

Lind. H, RIFA-RACOEL

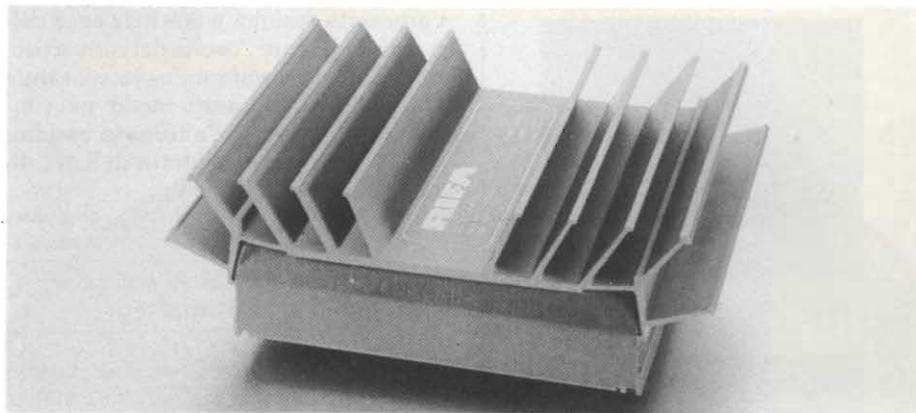
iù elevata è la frequenza con cui lavora un convertitore cc/cc di un alimentatore a commutazione e più piccole saranno le dimensioni dei componenti (condensatori e induttanze) richiesti per il livellamento della tensione d'uscita.

Nel campo degli alimentatori stabilizzati a commutazione si è incominciato a lavorare inizialmente con valori di frequenza di poco superiori alle frequenze udibili (17 ... 18 kHz). A questo punto, l'ulteriore aumento della frequenza di commutazione ha trovato un ostacolo rappresentato dai *tempi di commutazione* degli attuali transistori bipolari, i quali a causa del fenomeno di ricombinazione elettroni-lacune, non possono scendere al di sotto di un certo valore; in altre parole, non consentono di utilizzare frequenze di commutazione più elevate.

Questo problema è stato ora risolto con la produzione da parte dei più importanti costruttori mondiali di semiconduttori, dei transistori FET-MOS di potenza, (per esempio, i SIPMOS della Siemens e i POWERMOS della Philips).

I tempi di commutazione di questi MOS di potenza sono dell'ordine dei nanosecondi, e di conseguenza hanno consentito di utilizzare convertitori cc/cc capaci di lavorare sui 100/200

Esistono attualmente 8 tipi di convertitori PKA a 300 kHz; essi coprono una gamma di potenze di uscita comprese tra 25 e 40 W. Sono realizzati nella tecnologia dei circuiti ibridi a film spesso. La frequenza di lavoro è 300 kHz e questo spiega il loro peso e le loro dimensioni ridotte. Nella figura è riportato il tipo PKA 2231P.
Potenza d'uscita: 25 W; tensioni d'uscita: +5V, +12V, —12V.
Tensione d'ingresso: +19V ... +35V.

kHz, senza introdurre forti perdite di commutazione.

Ora è stato compiuto un ulteriore passo in avanti: la *RIFA*, il maggior costruttore svedese di componenti elettronici, appartenente al gruppo Ericson, e rappresentato in Italia dalla RACOEL, ha presentato convertitori cc/cc della serie PKA che lavorano alla frequenza di 300 kHz e danno una potenza di uscita di 25 ... 40 W. Questa innovazione permette di ridurre di 6 volte le loro dimensioni rispetto ai convertitori analoghi convenzionali di uguale potenza. Così per esempio, i tipi con potenza di uscita di 30 W misurano 76 mm x 76 mm x 17,3 mm, il che dà un rapporto potenza/volume pari a 0,3 W/cm^3 ed un peso di appena 100 g.

Convertitore cc/cc di potenza da 40 W. Può essere munito di un dissipatore di calore aggiuntivo.

Il problema della dispersione del calore

Tutta la serie dei convertitori PKA è realizzata in tecnologia film spesso, e ciò permette di ottenere un efficace smaltimento del calore prodotto dal chip dell'integrato. Difatti, tra il chip e una parte del contenitore del convertitore che funziona da dissipatore di calore, si registra una differenza di temperatura di appena 5 K mentre la resistenza termica tra questo radiatore e la temperatura dell'ambiente ha mediamente il valore di 5,3 K/W (*figura 1*).

Supponendo per questi tipi di convertitori un rendimento minimo dell'80% avremo che la serie con potenza d'uscita di 25 W registrerà 6 W di potenza perduta in calore; inoltre, con il valore di resistenza termica più sopra riportato, la temperatura del chip integrato sarà di circa 35 K superiore a quella dell'ambiente. È evidente che un valore così basso della temperatura del chip significa grande affidabilità e sicurezza di funzionamento nel tempo del sistema.

Fig. 1 - La tecnologia a film spesso con la quale sono stati realizzati i convertitori RIFA della serie PKA permette un rapido passaggio del calore dal chip al radiatore di calore che fa parte del contenitore, e da quest'ultimo alla temperatura dell'ambiente.

Il principio di funzionamento

Nella *figura 2* è riportato lo schema a blocchi di un convertitore cc/cc della serie PKA ad una uscita.

Le sovratensioni, eventualmente presenti all'ingresso vengono bloccate da un circuito di protezione, seguito da un filtro. La tensione continua, presente su questo punto del circuito viene trasformata in una tensione ad onda quadra ad opera di un transistore-interruttore i cui tempi di chiusura e di apertura (ciclo di utilizzazione) vengono variati col solito sistema PWM (Pulse Width Modulation) regolato da un anello di reazione ancorato al livello della tensione di uscita, per cui, quest'ultima manterrà il valore nominale prescritto indipendentemente dalle variazioni a cui potrà andare soggetta l'uscita (carico) o la tensione d'ingresso.

Segue un raddrizzatore "veloce" (diodo Schottky) e un filtro ai cui capi sarà presente il livello di tensione continua stabilizzata.

Gran parte di questo convertitore è in struttura monolitica, e il costruttore (RIFA) ha potuto mettere a punto l'integrato comprendente il transistore-interruttore e i relativi circuiti di controllo e regolazione grazie alla pluriennale esperienza nella costruzione di circuiti integrati monolitici.

L'elevata frequenza di lavoro ha permesso di utilizzare per il filtro d'ingresso capacità di basso valore (100 nF). Sempre a causa di questa non usuale frequenza di lavoro, anche i trasformatori e i choke si discostano notevolmen-

Fig. 2 - Schema a blocchi di un convertitore cc/cc della serie PKA. In questo caso è prevista un'unica tensione d'uscita. Il sistema di stabilizzazione mantiene fissa la tensione d'uscita sia in presenza di variazioni del carico sia in presenza di variazioni della tensione d'ingresso.

circuiti ibridi a film spesso

Fig. 3 - In un convertitore PKA, i picchi di tensione prodotti dal transistore-interruttore vengono trasformati praticamente in tensioni sinusoidali.

te dalle strutture convenzionali per ciò che riguarda il sistema di avvolgimenti e dei relativi supporti. Anche le ferriti ... sono "dedicate". Per esempio, il trasformatore del convertitore da 40 W/300 kHz pesa appena 2 g.

Il problema delle tensioni spurie all'uscita

Si sa che in tutti gli alimentatori stabilizzati a commutazione sono presenti sulla tensione continua d'uscita due tipi di alternate spurie residue. Queste tensioni possono essere misurate in valori picco-picco oppure in valori efficaci.

Il primo tipo di alternata residua (ripple) possiede una frequenza uguale alla frequenza di lavoro del convertitore oppure un valore doppio di quella (nel nostro caso, 300 kHz oppure 600 kHz).

L'altro tipo di alternata residua si presenta in picchi di tensione prodotti dal "meccanismo" di commutazione del transistore interruttore. Questa seconda forma di alternata residua è la più nociva in quanto può disturbare il funzionamento dei circuiti logici alimentati dal convertitore.

Nei convertitori della serie PKA queste due forme di alternate residue presentano un andamento pressochè *sinusoidale* e il loro rapporto è 3.

Volendo eliminare quasi del tutto l'alternata residua a 600 kHz sarà sufficente collegare l'uscita del convertitore al carico tramite un cavo coassiale lungo 50 cm. In questo modo, nel convertitore PK 2212, l'alternata residua V_{eff} di 16 mV viene ridotta di 3 dB, diventa cioè V_{eff} = 11 mV.

Risposta alle variazioni del carico e della tensione d'ingresso

Data l'elevata frequenza di lavoro del convertitore, questa risposta non potrà essere che veloce. Così, per esempio, nel PKA 2212, una variazione dal 10% al 90% o viceversa nell'assorbimento del carico viene neutralizzata in appena 100 μs. Negli altri convertitori occorrono invece alcuni millisecondi ed una notevole capacità nel filtro di uscita.

Nella realizzazione di questo convertitore in tecnologia a film spesso e funzionante alla frequenza di 300 kHz, la RIFA ha fatto tesoro di tutto il suo "know how" che essa possiede in queste tecnologie. Ne è risultato un MTBF (MTBF = Maximum time before failure), e cioè, una durata di vita di più di 200 anni! Si tenga inoltre presente che convertitori di questo tipo possono essere collegati anche in parallelo.

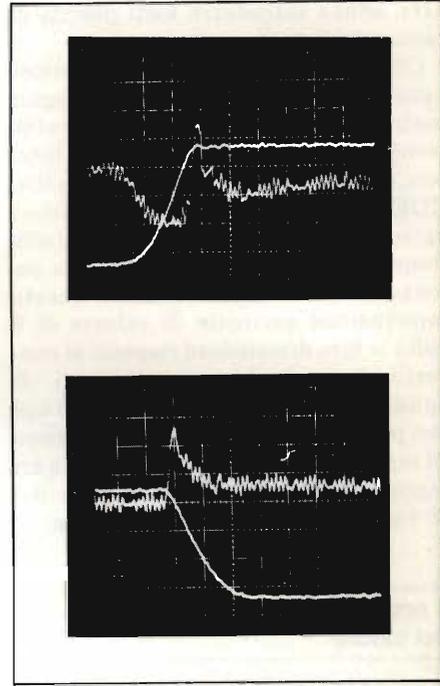
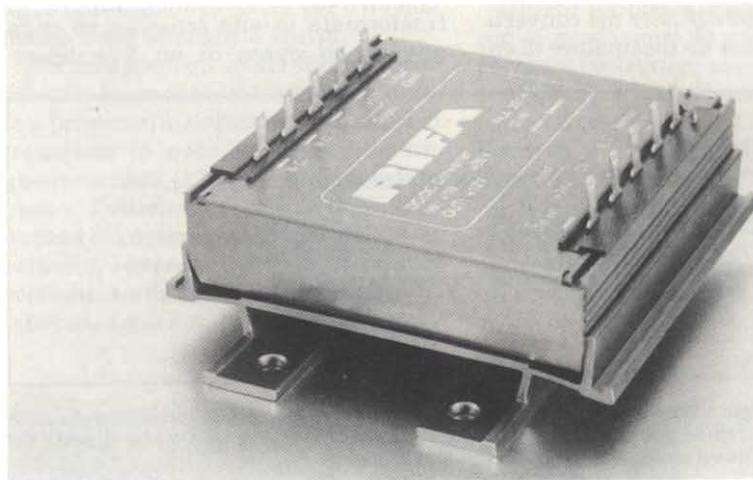
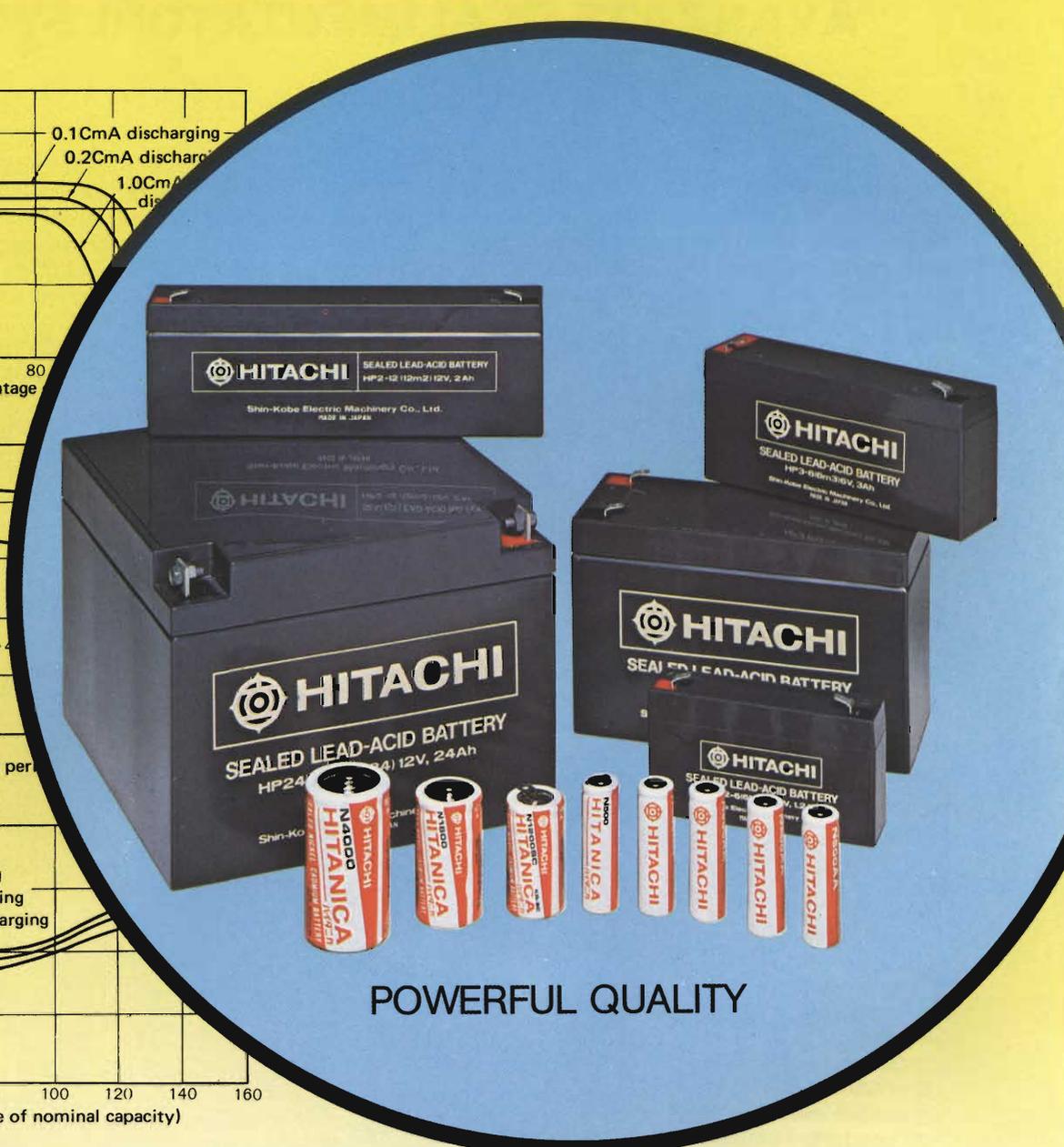
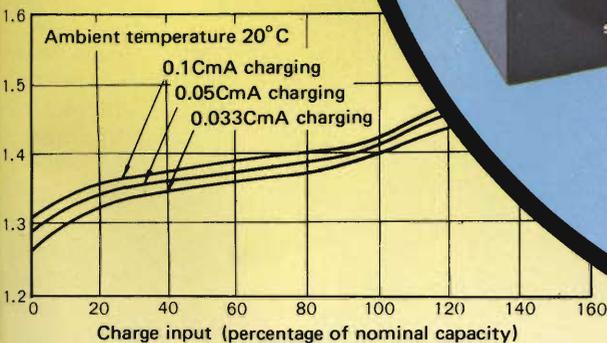
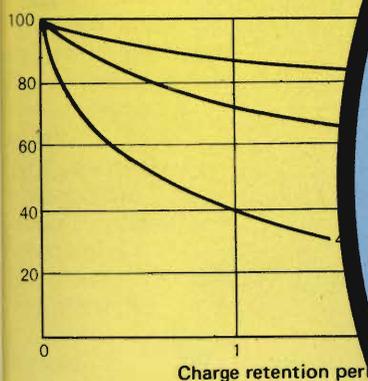
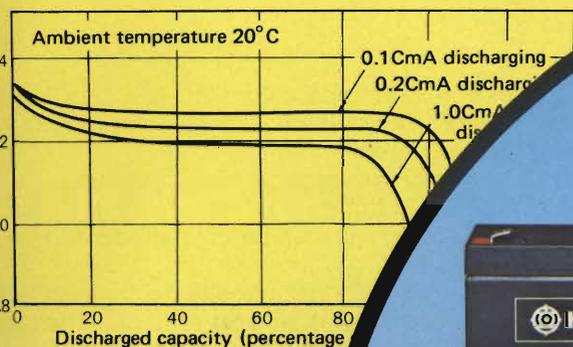



Fig. 4 - Comportamento del sistema di stabilizzazione in un convertitore PKA 2212 quando il carico varia dal 10% al 90% o viceversa.

Convertitore cc/cc di potenza da 30 W. Può essere munito di un adattatore metallico che fissandolo allo chassis, funziona anche da radiatore di calore.

Questi convertitori sopportano infine indenni tutte le prove di sollecitazione meccaniche previste dai capitolati IEC 68 (urti, vibrazioni, accelerazioni ecc...).

Bibliografia

1) Boije af Gennas, C. - *Optimization of Power Supply Equipment for Modern Telecommunications Systems* - Ericsson Rev. 53 (1976): 3, pp. 142-151.
2) Michelsen, S. et al. *A New Generation of Power Supply Equipment, Type BZD 112.* Ericsson Rev. 55 (1978): 2, pp. 46-57.
3) Lind, H. *Miniaturized Power Modules* Ericsson Rev. 60 (1983): 1, pp. 42-44.

BATTERIE RICARICABILI
AL PIOMBO E AL NICHEL-CADMIO

BATTERIE RICARICABILI AL Pb

Modello HITACHI	Valori nominali		Dimensioni (mm)			Terminali	Codice
	V	A/h	H	Lung.	Larg.		
HP 1.2-6	6	1,2	51±2	97±1	25±1	Faston	II/0907-10
HP 3-6	6	3,0	60±2	134±1	34±1	Faston	II/0907-16
HP 6-6	6	6,0	94±2	151±1	34±1	Faston	II/0907-11
HP 2-12	12	2,0	60±2	178±1	34±1	Faston	II/0907-12
HP 6.5-12	12	6,5	94±2	151±1	65±1	Faston	II/0907-14
HP 15-12	12	15,0	167±2	181±1	76±1	Vite-Dado	II/0907-15
HP 24-12	12	24,0	125±2	166±1	175±1	Vite-Dado	II/0907-25

BATTERIE RICARICABILI AL NiCd

Modello HITACHI	Valori nominali		Dimensioni		Tipo	Codice
	V	m/Ah	Ø (mm)	H (mm)		
N 500 AA - CF	1,2	500	$14{,}0^{+0}_{-1}$	$50{,}5^{+0}_{-1{,}5}$	"AA" Stilo	II/0160-00
N 500 AA - HB	1,2	500	$14{,}0^{+0}_{-1}$	$50{,}5^{+0}_{-1{,}5}$	"AA" Stilo con pagl.	II/0162-00
N 1200 SC - HB	1,2	1200	$23{,}0^{+0}_{-1}$	$43{,}0^{+0}_{-2}$	"SC" con pagliette	II/0161-00
N 1800 - CF	1,2	1800	$26{,}0^{+0}_{-1}$	$50{,}0^{+0}_{-2}$	"C" 1/2 Torcia	II/0160-01
N 4000 - CF	1,2	4000	$34{,}0^{+0}_{-2}$	$61{,}5^{+0}_{-2{,}5}$	"D" Torcia	II/0160-02
N 7000 - CF	1,2	7000	$34{,}0^{+0}_{-2}$	$91{,}5^{+0}_{-3}$	"F"	II/0160-07
–	–	–	–	–	–	–

REDIST A DIVISION OF GBC

HITACHI

Per informazioni indicare **Rif. P 9** sul tagliando

TRANSISTORI DI POTENZA PER VERSIONI AVANZATE DI ALIMENTATORI SWITCHING

a cura della Redazione

La THOMSON-CSF tramite l'Adveco s.r.l., uno dei suoi più importanti distributori di componenti elettronici in Lombardia, ha introdotto da tempo sul mercato della componentistica italiana un'ampia gamma di transistori di potenza particolarmente studiata per soddisfare le esigenze del settore della commutazione di potenza: *i dispositivi di potenza Superswitch 2.*

Questa nuova famiglia di transistori di potenza comprende darlington e diodi a recupero veloce (diodi Schottky). Le frequenze di commutazione ammesse arrivano fino a 200 kHz, le tensioni di alimentazione vanno da 12 V a 700 V. Le potenze d'uscita possono raggiungere i 100 kW.

Queste eccezionali prestazioni sono state ottenute in quanto questi dispositivi hanno potuto beneficiare di tutti gli ultimi miglioramenti tecnologici apportati in questi ultimi anni nel settore dei semiconduttori bipolari di potenza.

Le applicazioni privilegiate sono:
- alimentatori switching di qualsiasi potenza d'uscita;
- convertitori cc/ca (inverter);
- sistemi di azionamento di motori sia in continua che in alternata;
- generatori di ultrasuoni;
- sistemi di riscaldamento induttivo.

La Adveco s.r.l., supportata dal laboratorio di Applicazioni della THOMSON-CSF, è in grado di fornire all'utilizzatore dei dispositivi Superswitch 2 tutto il "software" necessario per portare a termine con successo un determinato progetto. Essa è infatti in grado di fornire dettagliate informazioni:
- per migliorare il sistema di comando della base di un transistore Superswitch;
- per definire in modo accurato il S.O.A. e cioè l'area d funzionamento sicuro di un dato dispositivo (S.O.A. = Safe Operating Area);
- per conoscere come reagirà il transistore in caso di u cortocircuito nel carico;
- per definire le correnti inverse presenti nei sistemi a ponte a transistori;
- per aiutare nella scelta del transistore pi adatto per ciò che riguarda la tension e la corrente di saturazion richieste da una dat applicazione, paramet questi estremament importanti nei circui a commutazion veloc
- per dare crite di massim circa il colle gamento i parallelo d più transisto quando s voglian ottener elevati valo di potenz

Tutte quest preziose informazio con i relati esemp d'applicazion son contenu nel volumett "The powe transistor in i environment"

Ovviamente, oltre a transistore di potenz l'altro elemento importan di un alimentatore switchin è il trasformatore d'uscit La THOMSON-CSF, assiem alla Philips e alla Siemens propone la nuov famiglia di ferriti ETD 34/39/44/49 (Ferrinox 850) stud iate per essere montate su un rocchetto (carcassa) adatt (vedi articolo "Nuclei ETD e alimentatori SMPS" su que sta stessa rivista

Informazioni più dettagliate possono essere richieste a
ADVECO s.r.l.
att. Sig. Roberto Giudici
Via S. Lattuada, 20
20135 Milano
Tel. 02/5456465/6/7 - telex: 340116 Adveco i

NUCLEI ETD E ALIMENTATORI SMPS

Chi si occupa della progettazione degli alimentatori stabilizzati a commutazione (SMPS) sa che il problema cruciale è costituito dal trasformatore e/o dal choke di uscita. Il rendimento dell'alimentatore e il suo corretto funzionamento dipendono infatti dal dimensionamento di questi componenti. Con l'introduzione del sistema di nuclei ETD e del relativo supporto per gli avvolgimenti, il dimensionamento del trasformatore risulta ora facilitato al massimo.

ing. Bracke L.P.M. e L. Cascianini Philips S.p.A.

In questi ultimi dieci anni si è assistito ad un grande sviluppo nel campo degli alimentatori stabilizzati a commutazione. La tendenza generale è stata quella di diminuire le dimensioni di questi sistemi ed aumentarne nello stesso tempo il rendimento.

La prima esigenza richiedeva un aumento del valore della frequenza di commutazione, allo scopo di ridurre le dimensioni del trasformatore; la seconda esigeva transistori-interruttori più veloci unitamente a sistemi di nuclei a basse perdite.

I transistori veloci ora esistono, e si presentano sia in tecnologia bipolare che MOS. Entrambi i dispositivi presentano vantaggi e svantaggi sia dal punto di vista operativo che di costo. È un problema attualmente molto dibattuto, la cui soluzione passa sempre attraverso un compromesso che, caso per caso, è basato sulle esigenze del particolare alimentatore che si vuole realizzare.

In questo articolo l'attenzione verrà focalizzata sul *trasformatore (e sul choke d'uscita)* dato che sul transistore-interruttore si è già parlato in altri lavori in occasione della presentazione di alcuni progetti di alimentatori a commutazione 1), 2), 3), 4), 5), 6).

Definizioni

A_{cpm} = area (in mm^2) della sezione della gamba centrale del nucleo.
A_e = area effettiva della sezione.
A_L = fattore di induttanza iniziale L/N^2 in nH.
B_{CF} = larghezza in mm della finestra dell'avvolgimento.
B_{AC} = variazione della densità del flusso in Tesla (T).
f_T = frequenza di transizione.
l_{av} = lunghezza media della spira.
l_e = lunghezza effettiva del "percorso" magnetico.
H_{CF} = altezza (in mm) della finestra dell'avvolgimento.
V_e = volume (in mm^3) effettivo del nucleo.

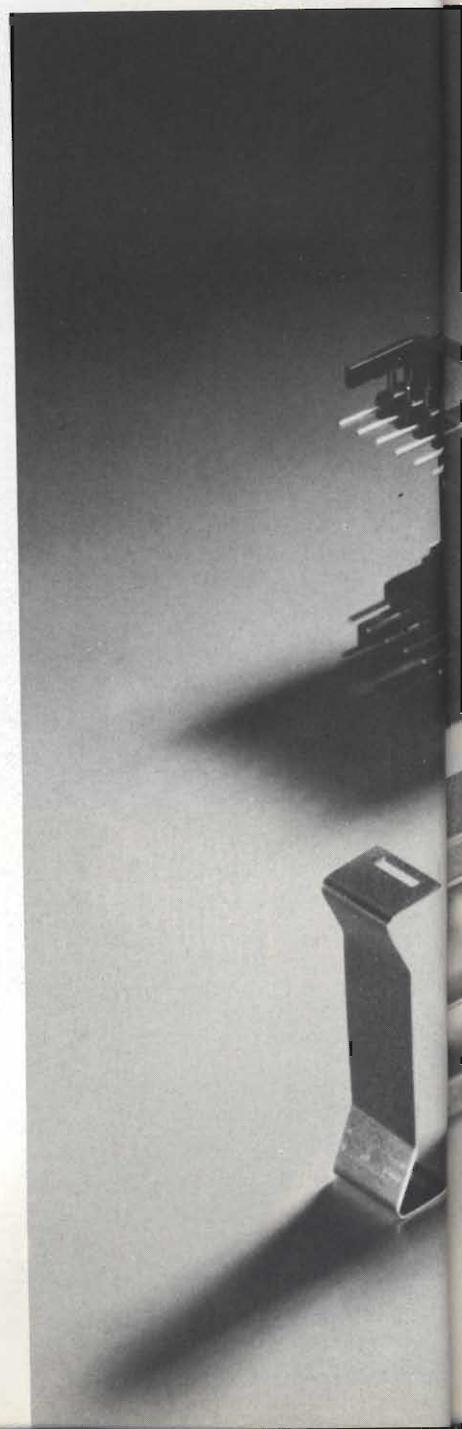



Tabella 1 - Dimensioni dei nuclei ETD							
Tipo di nucleo	Dimensioni						Peso (g) (metà nucleo)
	a	d_2	d_3	h_1	h_2	b	
ETD 34	34,2	26,3	10,8	17,3	12,1	10,8	20
ETD 39	39,1	30,1	12,5	19,8	14,6	12,5	30
ETD 44	44,0	33,3	14,9	22,3	16,5	14,9	47
ETD 49	48,7	37,0	16,4	24,7	18,1	16,4	62

Tab. 2 - Caratteristiche magnetiche dei nuclei del sistema ETD				
Nucleo tipo	$A_{cp\,min}$ (mm^2)	A_e (mm^2)	V_e (mm^3)	l_e (mm)
ETD 34	87	97,1	7640	78,6
ETD 39	117	125	11500	92,2
ETD 44	167	173	17800	103
ETD 49	204	211	24000	114

Fig. 1 - (in alto) Alcuni trasformatori per alimentatori stabilizzati a commutazione realizzati secondo il sistema ETD; (in basso) Componenti di un trasformatore ETD. (clips di fissaggio dei componenti, nuclei ad E, supporto per gli avvolgimenti in termoplastica).

▼

Il sistema ETD

I ricercatori hanno riesaminato tutta la problematica incentrata sull'alimentatore; hanno cercato di capire più a fondo fino a che punto i materiali magnetici e gli avvolgimenti del trasformatore potevano influire sul funzionamento e sul rendimento dell'alimentatore. Il risultato è stato che attualmente, per la realizzazione del trasformatore vengono seguiti sistemi più semplici i quali permettono nello stesso tempo di conseguire le caratteristiche alle quali più sopra è stato accennato.

Ciò però che ha influito in modo decisivo su questa semplificazione è stata l'introduzione di un nuovo sistema di realizzazione del trasformatore e del choke d'uscita, noto comunemente come *sistema ETD* (ETD = *E*conomic *T*ransformer *D*esign), incentrato principalmente su una serie di nuclei ad E e su un supporto (o corpo di bobina) che si presta al bobinaggio automatico di qualsiasi tipo di avvolgimento (a filo o a piattina di rame) nonchè ad un sistema di bloccaggio nucleo-corpo di bobina estremamente efficiente dal punto di vista meccanico.

È stata la pluriennale esperienza nella realizzazione di qualsiasi tipo di componenti avvolti, destinato al settore consumer e professionale che ha consentito alla *Philips-Elcoma* di offrire ai costruttori di alimentatori stabilizzati a commutazione il suo *sistema ETD*.

Esso comprende (*figura 1*):

— quattro tipi di nuclei ad E in Ferroxcube, gradazione 3C8

— supporti (o corpi di bobina) speciali per ospitare gli avvolgimenti del trasformatore

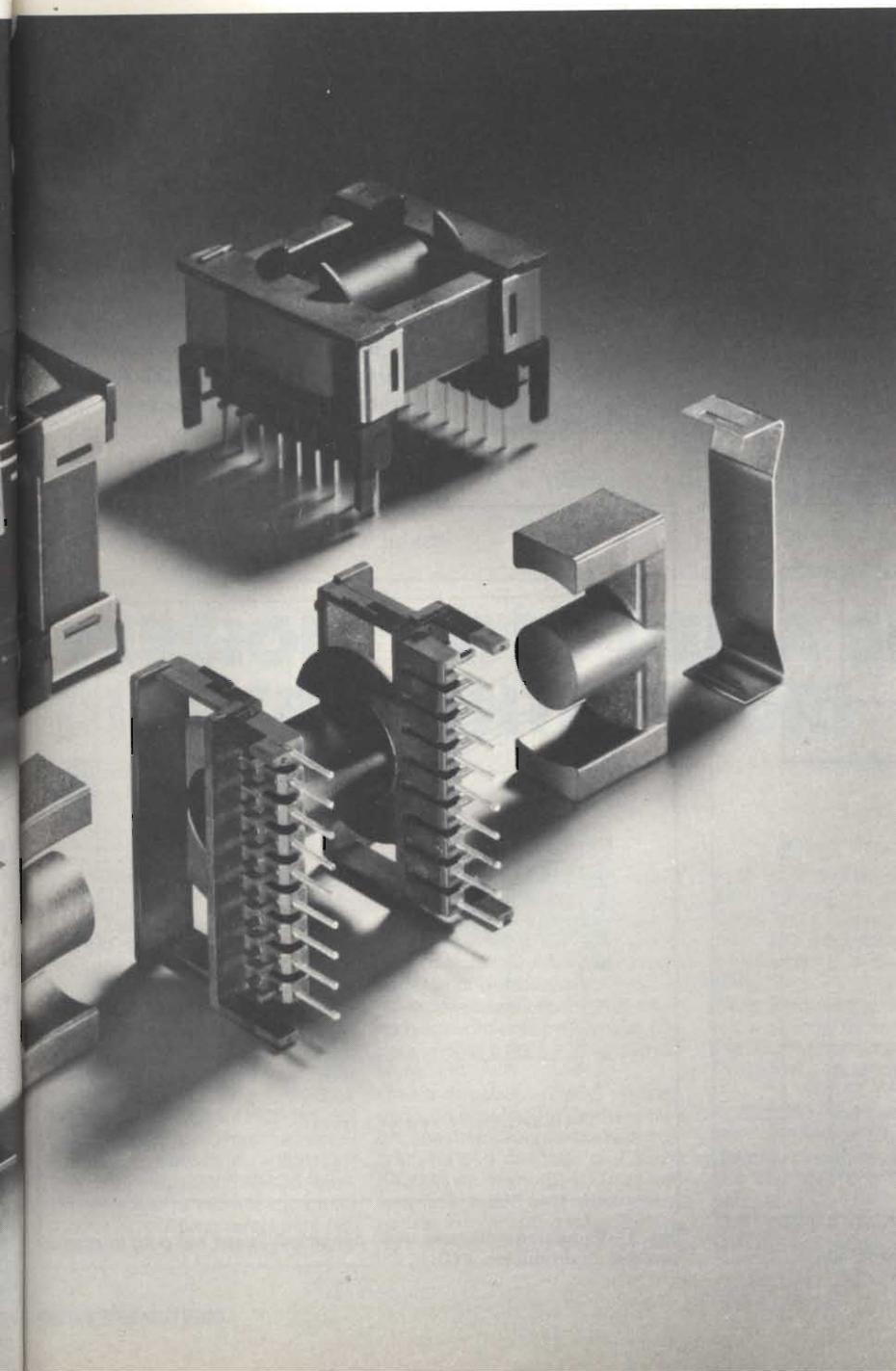
— clips per l'assemblaggio e per la tenuta assieme dei vari componenti

I vantaggi del sistema ETD sono:

— semplificazione estrema nel montaggio del trasformatore

— utilizzo di nuclei leggeri

— possibilità di usare frequenze di commutazione comprese tra 50 kHz e 150 kHz

— potenza minima trattata compresa tra 100 W e 300 W

— massimo rapporto potenza trattata-/volume

— isolamento dalla rete

— trasformatore di ridotte dimensioni, il quale occuperà quindi una ristretta area nel circuito stampato.

I supporti sono stati strutturati in maniera da poter realizzare gli avvolgimenti richiesti con estrema facilità anche ricorrendo a bobinatrici automatiche.

Fatte queste considerazioni di ordine generale, questo articolo si propone di illustrare più in dettaglio i nuclei ETD, i supporti per gli avvolgimenti nonchè una serie di curve che indicano le prestazioni dei vari tipi di nuclei nei convertitori normalmente impiegati per la realizzazione degli alimentatori a commutazione. Per una più completa comprensione di quanto verrà illustrato si tengano presenti i riferimenti segnalati nella bibliografia 7), 8), 9) e 10).

I nuclei ETD

Nella *figura 2* è riportata la struttura-base dei nuclei ETD mentre le relative dimensioni sono indicate nella tabella 1. Il materiale di cui è fatto il nucleo è Ferroxcube 3C8 le cui caratteristiche magnetiche sono riportate nella tabella 2. I nuclei ETD possono essere forniti con traferri in aria di cui nella tabella 3 sono date le lunghezze standard.

Nella *figura 3* si possono vedere le escursioni ottimali che può avere la densità del flusso magnetico (B_{ac}) nel polo (o gamba) centrale in funzione della frequenza. L'escursione corrisponde a metà del valore da picco a picco 8), ed è la densità di flusso che si ha quando il convertitore è attraversato dalla massima potenza. Fenomeni di saturazione magnetica tendono alle frequenze più basse, a limitare la suddetta escursione; nella figura sono indicati con linee tratteggiate i limiti di saturazione validi per i convertitori "forward" (for) e "push-pull bilanciati" (p-p) sprovvisti di feed-forward (vedi articolo "Glossario degli alimentatori a commutazione"). L'intersezione di queste linee tratteggiate con la curva ottimale indica le rispettive frequenze di transizione.

I supporti per gli avvolgimenti

Sono questi supporti (detti anche corpi o formatori di bobina), accuratamente studiati per questo scopo, che permettono di effettuare rapidamente gli avvolgimenti richiesti dal trasformatore e dal choke d'uscita dell'alimentatore stabilizzato. Il trasformatore, completo dei nuclei, viene tenuto assieme da due clips in acciaio inossidabile muniti alle due estremità, di finestrelle per l'incastro su due sporgenze presenti sui due lati del supporto.

Le caratteristiche particolari di questo sistema di assiemaggio sono evidenziate nella *figura 4* e sono le seguenti:

Tabella 3 - Lunghezza standard del traferro e valori di A_L nominali per i nuclei del sistema ETD

ETD 34		ETD 39		ETD 44		ETD 49	
traferro (mm)	A_L (nH)	traferro (mm)	A_L (nH)	traferro (mm)	A_L (nH)	traferro (mm)	A_L (nH)
≃ 0	2400	≃ 0	2700	≃ 0	3300	≃ 0	3700
0,1±0,02	800	0,1±0,02	1000	0,2±0,03	800	0,2±0,03	1000
0,2±0,03	480	0,2±0,03	600	0,5±0,05	400	0,5±0,05	480
0,5±0,05	230	0,5±0,05	295	1,0±0,1	230	1,0±0,1	270
1,0±0,1	140	1,0±0,1	170	1,5±0,15	170	2,0±0,2	150

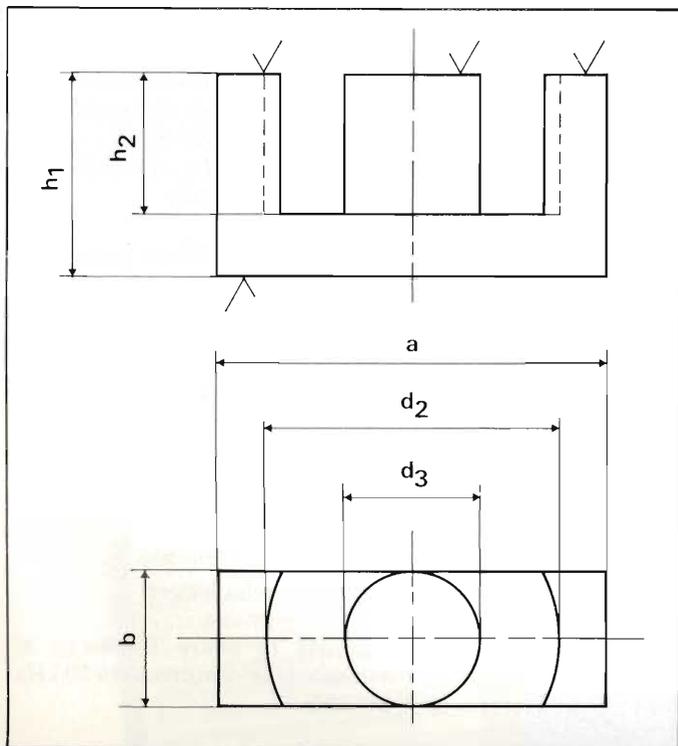



Fig. 2 - Forma dei nuclei ETD. (Per le dimensioni vedi tabella 1).

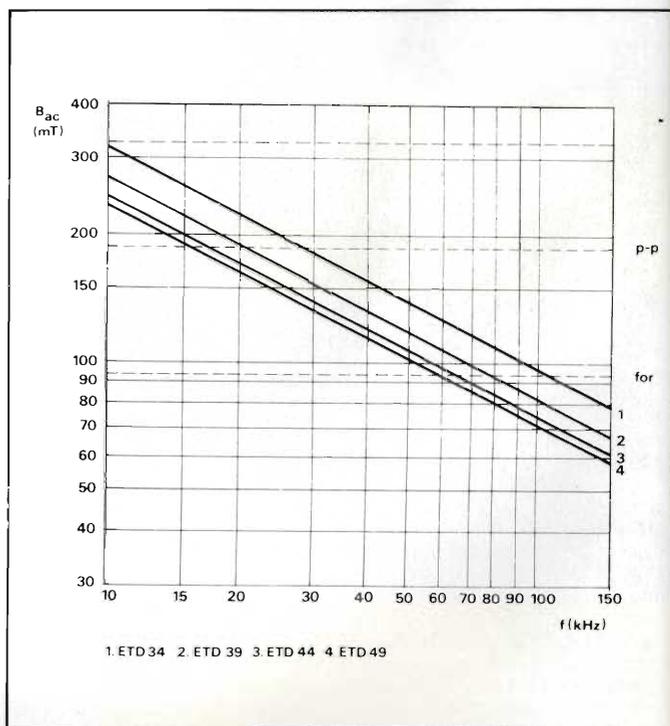



Fig. 3 - Escursione ottimale della densità di flusso nel polo (o gamba) centrale di un nucleo ETD.

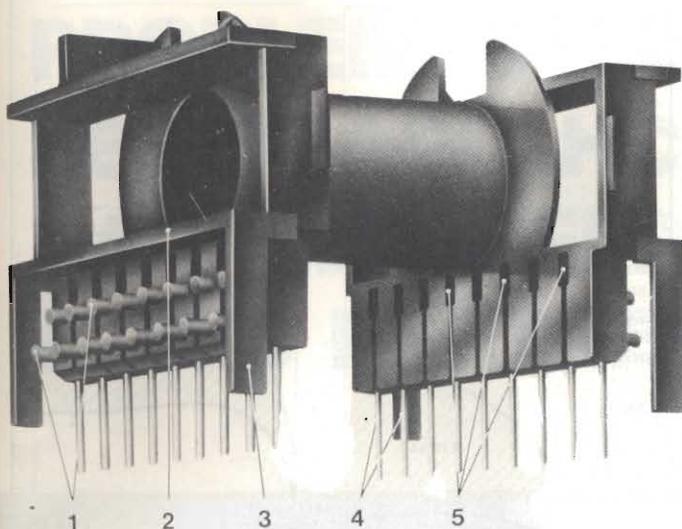



Fig. 4 - Particolare del supporto (o corpo di bobina) in termoplastica utilizzato per ospitare gli avvolgimenti di un trasformatore con nucleo ETD. 1 = questi pioli (o picchetti) servono a prelevare i terminali degli avvolgimenti dalla finestrella più adatta, ad arrotolarli su di essi per poi saldarli ai piedini del supporto. 2 = riquadro che permette di avere una distanza di dispersione di 8 mm tra i terminali degli avvolgimenti e le clips di assiemaggio. 3 = queste "gambe" permettono di avere tra gli avvolgimenti e la piastra del circuito stampato una distanza di dispersione di 8 mm. 4 = la distanza di dispersione tra i piedini e il nucleo è 8 mm. 5 = serie di finestrelle per consentire la fuoriuscita più adatta ai terminali degli avvolgimenti.

Tabella 4 - Dimensioni della finestra dell'avvolgimento nei supporti per nuclei ETD

Tipo	B_{CF} (mm)	H_{CF} (mm)	l_{av} (mm)
ETD 34	20,9	5,9	60
ETD 39	25,7	6,9	69
ETD 44	29,5	7,25	77
ETD 49	32,7	8,35	85

Tabella 5 - Frequenza di transizione f_T per i nuclei utilizzati in un trasformatore per convertitore forward

Nucleo tipo	f_T (kHz)
ETD 34/17/11	105
ETD 39/20/13	80
ETD 44/22/15	60
ETD 49/25/16	55

Tabella 6 - Resistenza termica

Nucleo tipo	Resistenza termica (K/W)	
	con distanza dispersione	senza distanza dispersione
ETD 34	23	18
ETD 39	17	15
ETD 44	13	12
ETD 49	12	11

— le numerose e ampie finestrelle presenti sulle due fiancate del supporto permettono di scegliere il punto più adatto per l'uscita dei terminali dei vari avvolgimenti;

— ad eccezione delle finestrelle laterali, le altre presentano nei confronti del nucleo in ferrite una distanza di dispersione di almeno 8 mm;

— i "picchetti" esistenti tra una finestrella e l'altra permettono al filo di "passare" dall'una all'altra finestrella (o piedino);

— le quattro gambe di cui è munito il supporto consentono di avere una distanza di dispersione di 8 mm tra gli avvolgimenti e la piastra del circuito stampato;

VERSIONI CMOS DELLA SERIE DI MICROCONTROLLORI A 8 BIT

La Philips è in grado di fornire ai costruttori europei i microcalcolatori standard "single-chip" da 8 bit 80C48, 80C49 e 80C50. Attualmente è disponibile la prima versione CMOS della serie Philips MAB 8048H: la PCB 80C49, un dispositivo con una ROM da 2 k e una RAM da 128 byte. A breve scadenza seguiranno gli altri membri della famiglia CMOS, e cioè il PCB 80C48 e il PCB 80C50. Questi microcontrollori sono compatibili per piedinatura e funzioni con i loro equivalenti NMOS; posseggono inoltre sistemi aggiuntivi di riduzione della potenza oltre ovviamente a quelli offerti dalla configurazione CMOS. Sono microcontrollori d'impiego generale, programmabili da parte dell'utente e ideali pertanto per tutte quelle applicazioni dove il ridotto assorbimento di potenza è la condizione indispensabile per poter risolvere agevolmente problemi di dispersione di calore e di alimentazione.
Questi dispositivi CMOS posseggono un processore centrale da 8 bit, una memoria residente di programma con capacità di 4 Kbyte (ROM), una memoria scrittura/lettura fino a 256 byte (RAM) e 16 registri interni indirizzabili. Esistono oltre 90 istruzioni, il 70% delle quali sono formate da un singolo byte; il tempo di ciclo di un'istruzione è 2,5 oppure 1,36 ms per ciclo alle frequenze di clock rispettivamente di 6 oppure di 11 MHz.
Viene inoltre annunciata la messa in commercio dei microcontrollori CMOS PCB 80C35, PCB80C39 e PCB80C40, i quali sono identici ai tipi PCB80C48, PCB80C49 e PCB80C50 e dai quali differiscono per non avere una memoria di programma residente; essi vanno infatti impiegati con EPROM/ROM esterne.
Tutti questi microcontrollori CMOS posseggono ingressi e uscite compatibili con circuiti logici TTL; richiedono un'unica tensione di alimentazione di 5 V e lavorano con frequenze fino a 11 MHz.
Questi dispositivi sono disponibili in contenitori plastici DIL (SOT-129) a 40 terminali oppure in contenitori DIL in ceramica (SOT-145). I tipi PCB80C48 e PCB80C49 sono disponibili in contenitore minipack plastico (VSO-40, SOT-159A).

Philips SpA
Sez. Elcoma
P.zza IV Novembre, 3
20124 MILANO

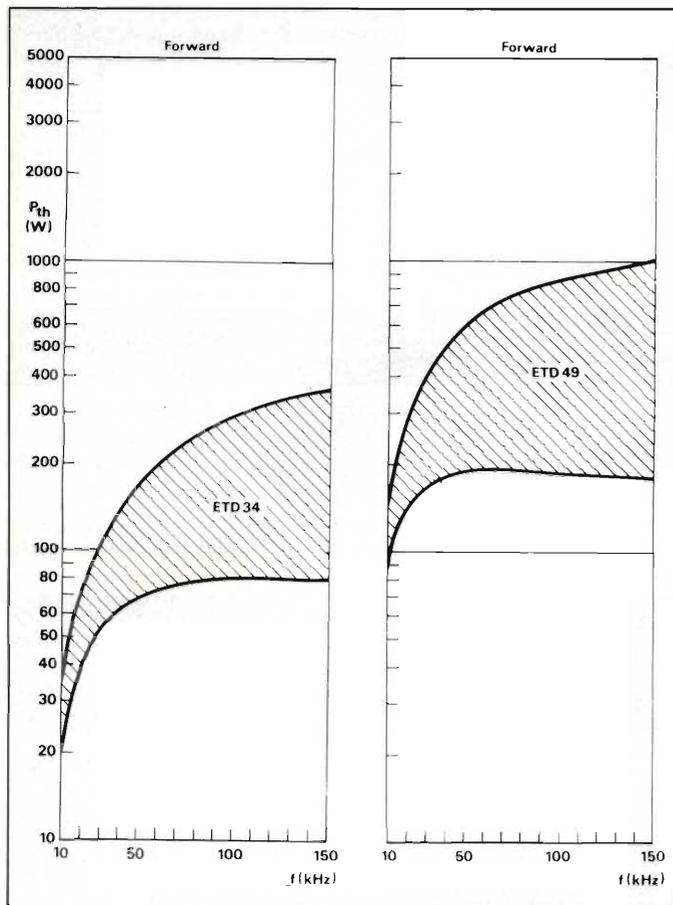



Fig. 5 - Area che indica la potenza che "attraversa" il trasformatore di un convertitore forward in funzione della frequenza. Il grafico si riferisce ai nuclei ETD34 e ETD49.

Fig. 6 - Area ch indica la potenza che "attraversa" il trasformatore di un convertitore flyback (Δ = 1), in funzione della frequenza. Il grafico si riferisce ai nuclei ETD 34 e ETD49.

— il blocchetto dove sono stati fissati i piedini consente di avere una distanza di dispersione di 8 mm tra i terminali d'uscita degli avvolgimenti e le clips di bloccaggio del trasformatore;

— per la messa a massa del nucleo è disponibile una clip separata.

Il supporto (o formatore di bobina) è realizzato mediante stampaggio. Il materiale è tereftalato di polibutilene termoplastico difficilmente infiammabile (UL94-V0).

Le dimensioni degli avvolgimenti sono riportate nella tabella 4.

Da quanto sopra detto è evidente che il sistema ETD permetterà agli OEM di realizzare anche con sistemi automatizzati trasformatori per alimentatori a commutazione aventi le caratteristiche elettriche magnetiche e meccaniche richieste.

Prestazioni del sistema ETD

I grafici riportati nelle *figure 5 e 6* servono a scegliere il nucleo ETD più adatto per una determinata applicazione. Essi danno la potenza trattata da un dato convertitore in funzione della frequenza di commutazione.

Per motivi di spazio abbiamo riportato soltanto i grafici che si riferiscono ai sistemi ETD 34 ETD 49 impiegati rispettivamente in alimentatori a commutazione funzionanti con un convertitore forward (*figura 5*) oppure con un convertitore flyback (*figura 6*).

A richiesta possiamo fornire grafici analoghi riguardanti quattro sistemi di nuclei ETD validi non solo per i convertitori forward e flyback ma anche per quelli push-pull bilanciati e non bilanciati. ■

Bibliografia

1) L. Cascianini *Alimentatori stabilizzati: principio di funzionamento e criteri di scelta* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 7/8/1983 pag. 52.
2) Redazione *Alimentatori switching: guida alla scelta dei componenti* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 7/18/1982 pag. 14.
3) W. Rothhaupt *Convertitore cc/cc* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 4/1983 pag. 72.
4) Redazione *Alimentatore SMPS da 5 V/10 A. Convertitore cc/cc 12 V/250...300V* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 7/8/1983 pag. 42
5) A. Hamenstein *Transistori SIPMOS e circuiti di commutazione* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 10/1982 pag. 28
6) A. Hanenstein - Föhring *Alimentatore switching a più uscite* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 5/1984 pag. 84.
7) Brake e Geerling - *Switched mode power supply magnetics components requirements* Part 1.
8) M. Brake - *Switched mode power supply magnetic considerations and selection* Part 2
9) J. Jongsma - *Transformer winding design* Part 3.
10) J. Jongsma e M. Brake - *Improved method of power-choke design.* Part 4

Gli articoli in lingua inglese (7), (8), (9) e (10) sono disponibili a richiesta.

L 296

ALIMENTATORE SWITCHING SU CHIP 200 kHz - 160 W

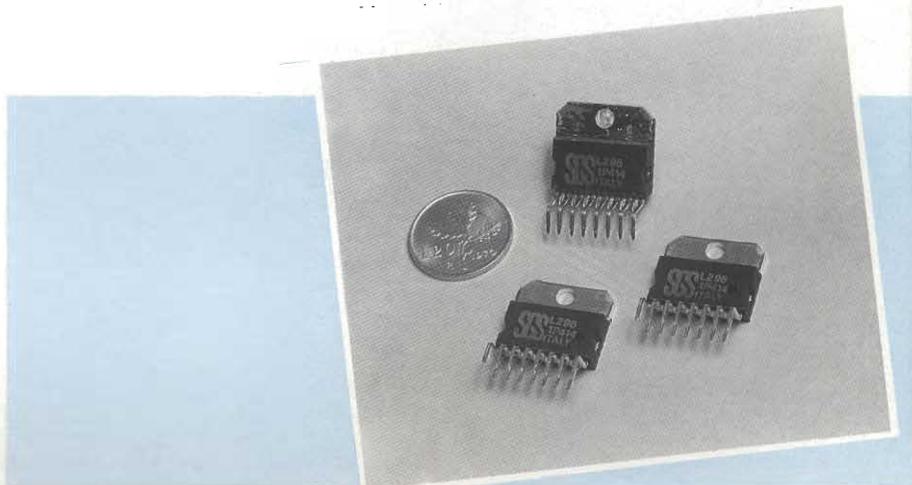
Indubbiamente è il primo alimentatore switching di potenza realizzato in forma di circuito integrato monolitico. La massima potenza fornita è infatti 40 V x 4 A, e cioè 160 W. È possibile ottenere tensioni d'uscita comprese tra 5,1 e 40 V. La frequenza di lavoro è 200 kHz. Il rendimento arriva al 90%. Possiede tutti i sistemi di protezione di cui sono muniti i normali alimentatori a commutazione realizzati con componenti discreti.

a cura della Redazione

Questo alimentatore a commutazione, realizzato in forma integrata, è stato presentato come *novità* nell'articolo "Regolatori di tensione dell'ultima generazione" 1). Qui, daremo informazioni più dettagliate e alcuni esempi di applicazione.

L'alimentatore stabilizzato **L 296** è in grado di fornire tensioni d'uscita comprese tra 5,1 V e 40 V ed una corrente massima di 4 A. È il primo alimentatore stabilizzato a commutazione di potenza realizzato in forma di circuito integrato monolitico. In *figura 1* sono indicate con uno schema a blocchi le funzioni principali contenute nell'integrato L296.

L'anello di regolazione è quello classico: esso è formato da un oscillatore che produce una tensione a rampa, da un amplificatore di errore, da un comparatore e da uno stadio finale, in questo caso di potenza. Il segnale-errore è ottenuto per confronto tra la tensione di uscita e un preciso valore di tensione di 5,1 V prodotto da un diodo zener integrato nel chip (zener tarato ±2%). Questo segnale-errore viene successivamente confrontato con il segnale a rampa in modo da produrre impulsi a frequenza fissa, ad ampiezza variabile PWM (PWM = Pulse Width Modulation) che andranno successivamente a comandare lo stadio finale. Il guadagno e la stabilità in frequenza di questo anello di regolazione possono essere regolati da una rete RC esterna collegata al terminale 9. La chiusura diretta del-

l'anello permette di avere una tensione di uscita di 5,1 V; tensioni di uscita di valore più elevato possono essere ottenute inserendo un partitore di tensione.

Eventuali valori elevati di corrente che potrebbero instaurarsi all'atto della messa in funzione dell'integrato vengono bloccati da un sistema di "partenza dolce" di cui sono muniti quasi tutti questi regolatori. Per ottenere questo comportamento, si provvede inizialmente a "tosare" il segnale d'uscita dell'amplificatore di errore mediante un condensatore esterno C_{SS}; via via però che questo condensatore verrà caricato ad opera di una sorgente di corrente costante, il segnale d'uscita potrà assumere, in modo lineare, l'ampiezza prevista.

Fenomeni di sovraccarico ai terminali di uscita vengono bloccati da un limitatore di corrente. Il sistema funziona così: la corrente circolante nel carico viene "sentita" da un resistore metallico interno collegato ad un comparatore; se la corrente d'uscita dovesse superare il livello prefissato, questo comparatore provvede a *settare* un flip-flop che bloccherà lo stadio finale in quanto scaricherà il condensatore della "partenza dolce". Un secondo comparatore provvederà però a *resettare* il flip-flop non appena la tensione ai capi del condensatore della "partenza dolce" sarà pervenuta al livello di 0,4 V. A questo punto, lo stadio finale ricomin-

Fig. 2 - Esempio di applicazione dell'alimentatore stabilizzato L 296. I dati relativi all'induttore L1 sono riportati nella tabella 2. I valori relativi ai resistori del partitore d'uscita si trovano nella tabella 3. I valori e le funzioni di tutti i componenti esterni dell'alimentatore L296 sono indicati nella tabella 1.

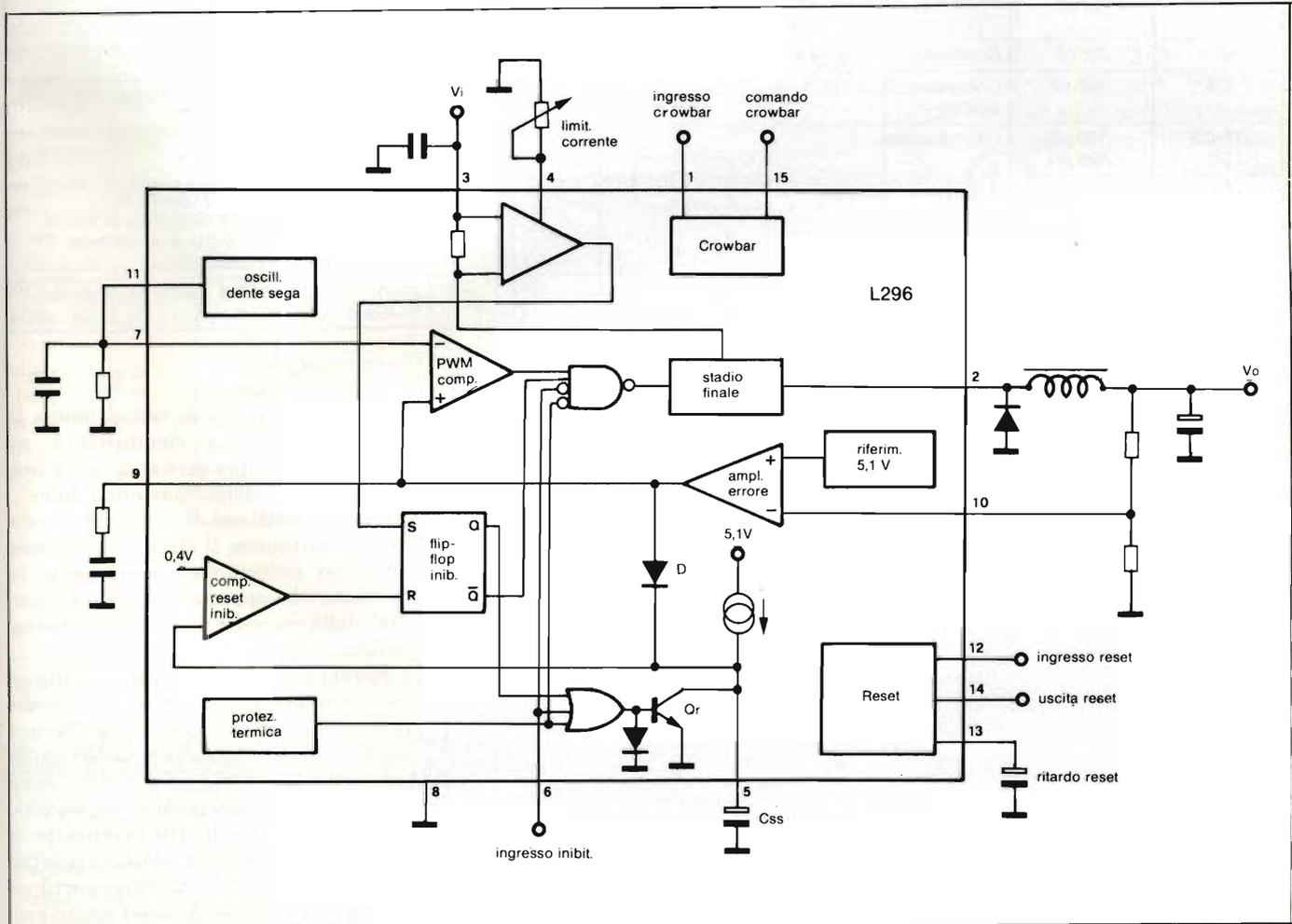



Fig. 1 - Funzioni contenute nel circuito integrato alimentatore stabilizzato a commutazione L296. Le tensioni d'ingresso possono andare da 5,1 V a 40 V. La corrente d'uscita arriva a 4 A; la potenza d'uscita massima è 160 W. È prevista un'uscita reset per funzionamento con microprocessore. Il chip contiene tutti i sistemi di protezione normalmente presenti in un analogo alimentatore realizzato con componenti discreti.

Tabella 1 - Scelta e funzione dei componenti per il circuito di applicazione di fig. 1

Componente	Valore raccomandato	Funzione	Valori ammessi min.	max.	Note
R1	—	Stabilisce la soglia della tensione d'ingresso per il reset	—		$R1/R2 = \frac{V_{i\,min}}{56} - 1$
R2	100 kΩ			220 kΩ	Se viene monitorizzata la tensione di uscita, R1 e R2 possono essere eliminati e il terminale 12 collegato al terminale 10
R3	4,3 kΩ	Stabilisce la frequenza di commutazione	1 kΩ	100 kΩ	
R4	10 kΩ	Resistore pull-down		22 kΩ	Se non viene utilizzata la funzione di bloccaggio può essere omesso e il terminale 6 collegato a massa
R5	15 kΩ	Compensazione della frequenza	10 kΩ		
R6		Carico del collettore per l'uscita reset	$\frac{V_O}{0{,}05A}$		Omesso se non viene utilizzata la funzione di reset
R7 R8	— 4,7 kΩ	Partitore sulla tensione di uscita		10 kΩ	$R7/R8 = \frac{V_O - V_{ref}}{V_{ref}}$
R_{lim}	—	Stabilisce il livello limite della corrente			Se viene omesso R_{lim} e lasciato libero il terminale 4, il limite della corrente viene fissato internamente
C1	10 µF	Stabilizzazione	1 µF		
C2	2,2 µF	Fissa il ritardo del reset	—	—	Omesso se non viene utilizzata la funzione di reset
C3	2,2 nF	Stabilisce la frequenza di commutazione	1 nF	3,3 nF	
C4	2,2 µF	Partenza dolce	1 µF		Determina anche la corrente media di cortocircuito
C5	33 nF	Compensazione della frequenza			
C6	390 pF	Compensazione per le frequenze elevate	—	—	Non è richiesta per funzionamento a 5 V
C7-C8 L1	100 µF 300 µH	Filtro d'uscita			
Q1		Protezione "crowbar"			Il tiristore deve essere in grado di sopportare la corrente di scarica di picco del condensatore d'uscita e la corrente di cortocircuito del dispositivo
D1		Diodo di ricircolazione			Diodo Schottky da 7 A o altro equivalente in contenitore D0220

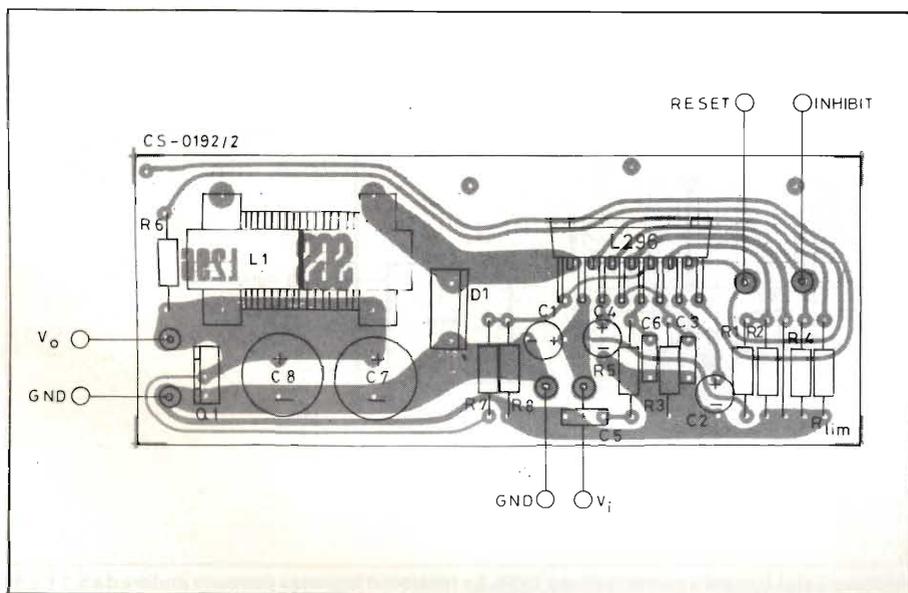



Fig. 3 - Circuito stampato (scala 1:1) con i componenti montati relativo all'alimentatore di fig. 2.

cerà a condurre, e di conseguenza la tensione d'uscita ricomincerà ad aumentare sempre però sotto il controllo del circuito della "partenza dolce".

Se la condizione di sovraccarico dovesse continuare, il circuito limitatore descritto entrerebbe nuovamente in funzione non appena il "livello di guardia" della corrente di uscita venisse superato.

Il valore medio della corrente di cortocircuito viene mantenuto su un valore di sicurezza ad opera di un "tempo morto" introdotto dalla rete della partenza dolce.

Il circuito di reset produce un segnale d'uscita tutte le volte che la tensione di alimentazione supera un limite (soglia) fissata o programmata da un partitore esterno. Il segnale di reset viene prodotto con un tempo di ritardo programmato da un condensatore esterno. Quando l'alimentazione scende al di

sotto della soglia, l'uscita reset diventa subito BASSA. L'uscita del circuito-reset è a collettore aperto.

Il circuito "crowbar" protegge il circuito dalle sovratensioni.

Esso infatti "valuta" la tensione di uscita, e tramite il suo terminale d'uscita, è in grado di fornire una corrente di 100 mA che innescherà un tiristore esterno, collegato ai terminali d'uscita dell'integrato. Il tiristore viene innescato quando la tensione d'uscita supera il valore nominale ammesso nella misura del 20%. Il tiristore, una volta innescato, si comporta come un resistore posto in parallelo al carico, e di conseguenza, è in grado di abbassare la tensione d'uscita applicata al medesimo.

Non esiste un collegamento interno tra l'uscita dell'integrato e l'ingresso "sense" del circuito "crowbar"; di conseguenza il circuito "crowbar" può tener sotto controllo (monitoraggio) sia l'ingresso che l'uscita dell'integrato.

Per applicazioni che richiedono un controllo on/off a distanza esiste un ingresso "inhibit" a livello TTL. Un livello logico ALTO applicato a questo ingresso blocca il funzionamento del regolatore. Cessato il bloccaggio, l'integrato potrà ricominciare a funzionare sempre però sotto il controllo del circuito "partenza dolce".

Un sistema di protezione contro un eventuale aumento di temperatura dell'integrato (sovraccarico termico) entra in funzione bloccando il funzionamento del regolatore tutte le volte che la temperatura del chip dovesse superare i 150 °C.

Alcuni circuiti di applicazione

I condensatori presenti all'ingresso e all'uscita dell'alimentatore L 296 debbono presentare bassi valori di ESR (ESR = Equivalent Series Resistance) e bassa induttanza in corrispondenza di elevati valori di correnti alternate presenti sulla continua (ripple).

È preferibile un induttore toroidale oppure avvolto su nucleo di Moly-Permalloy. Non sono ammessi fenomeni di saturazione del nucleo a livelli di corrente inferiori di 1,5 volte il livello di entrata in funzione del circuito limitatore di corrente. I nuclei in permalloy hanno la caratteristica di entrare in saturazione con una certa gradualità. Per il calcolo di L e di C si ricorre a queste formule:

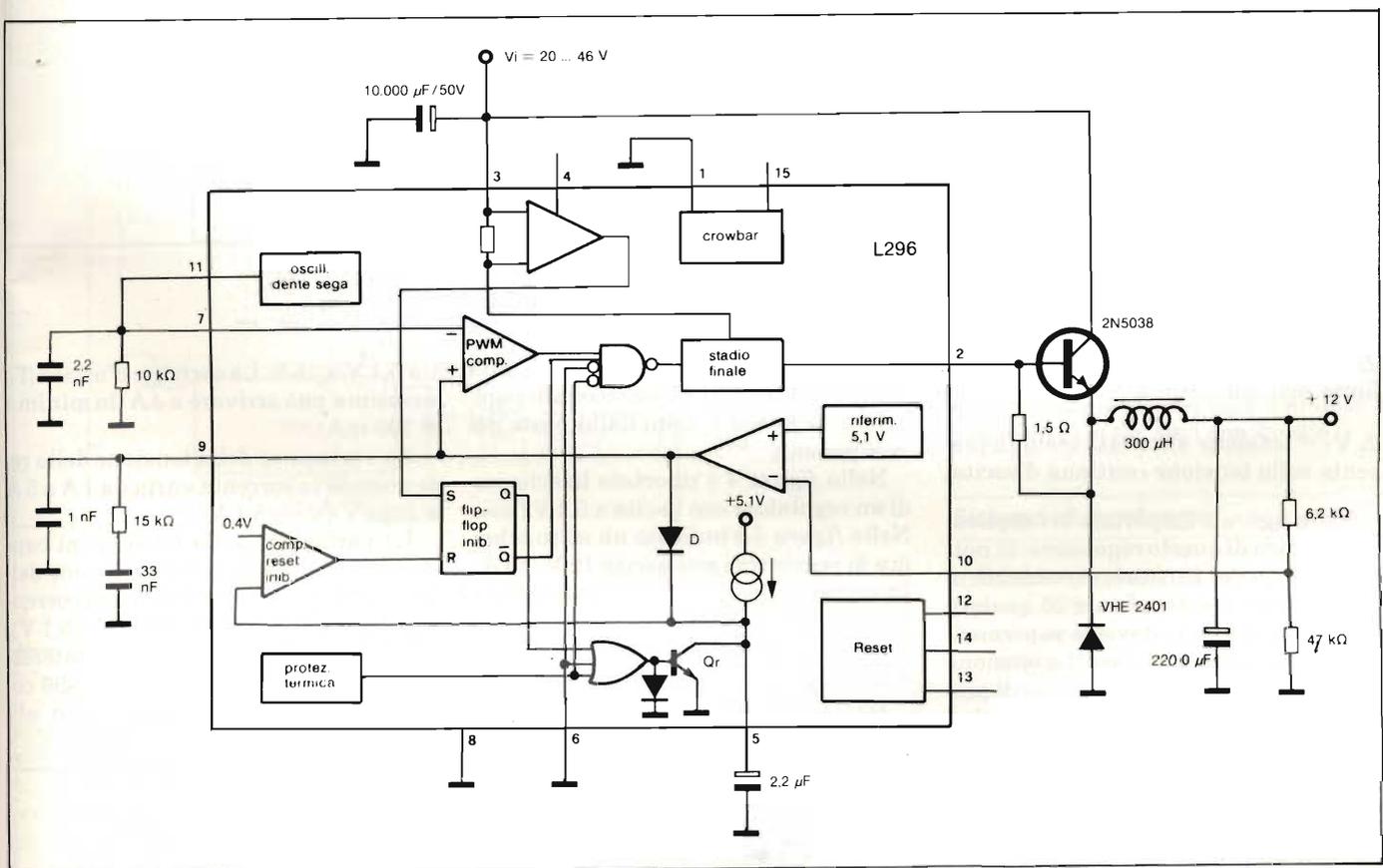



Fig. 4 - Esempio d'impiego del c.i. L 296 per ottenere una tensione d'uscita stabilizzata su un valore fisso di 5,1 V. I componenti esterni sono ridotti al minimo.

Tabella 2 - Tipi di induttori (choke L1) d'uscita raccomandati per l'alimentatore di fig. 2			
Nucleo	Numero spire	Diametro	Traferro
Magnetics 58930 - A2MPP	43	1.0 mm.	—
Thomson GUP 20x16x7	50	0.8 mm.	0.7 mm.
Siemens EC 35/17/10 (B6633& - G0500 - X127)	40	2 x 0.8 mm.	—
Bobina toroidale VOGT da 250 µH (codice 5730501800)			

$$L = \frac{(V_i - V_o)\, V_o}{V_i f\, \Delta I_L}$$

$$C = \frac{(V_i - V_o)\, V_o}{8\, L\, f^2\, \Delta V_o}$$

nelle quali

f = frequenza

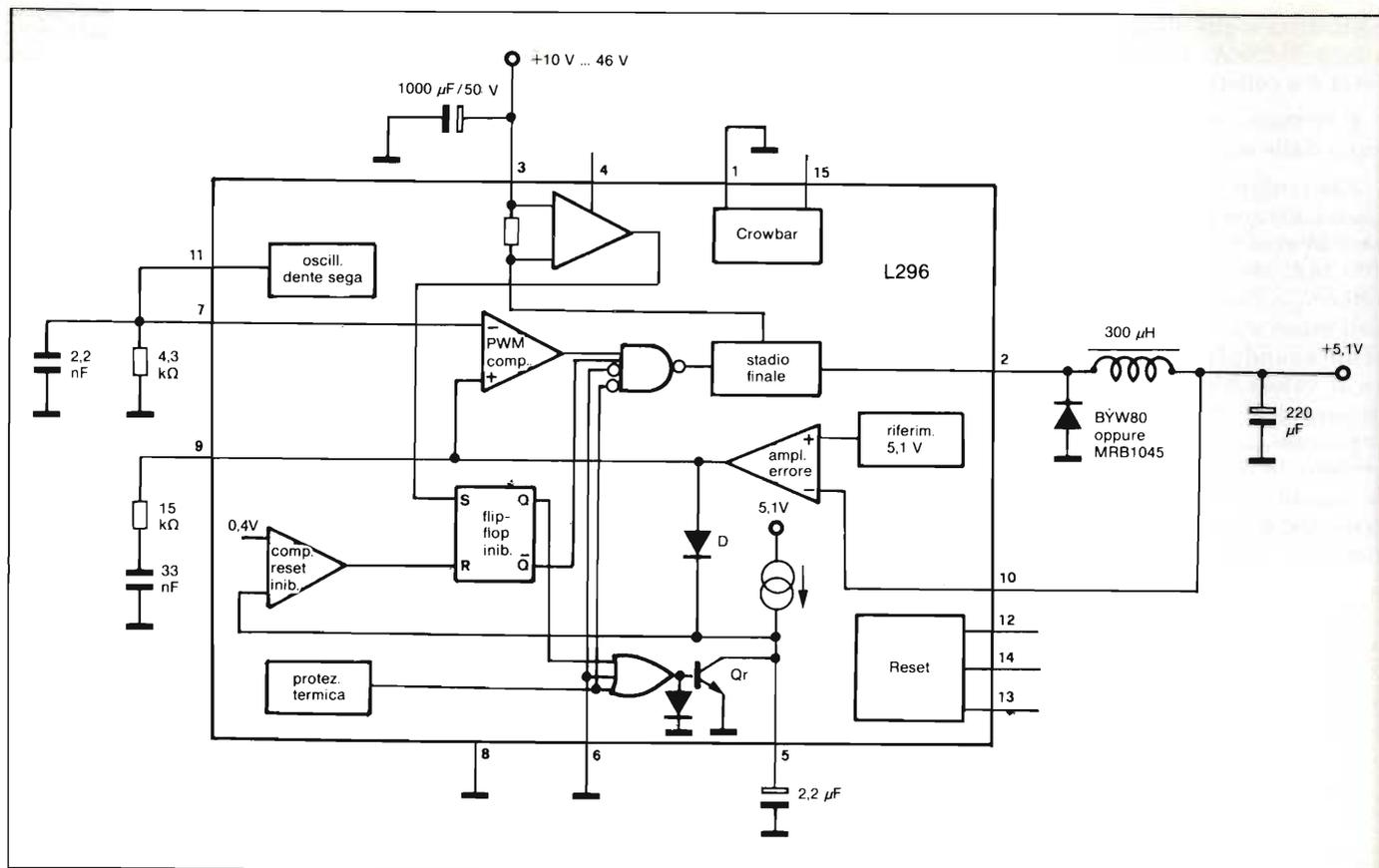



Fig. 5 - Impiego del c.i. L 296 per ottenere una tensione stabilizzata d'uscita di 12 V/10 A. I valori dei resistori del partitore d'uscita sono 6,2 kΩ/4,7 kΩ.

ΔI_L = corrente alternata residua circolante nell'induttanza

ΔV_o = tensione alternata residua presente sulla tensione continua d'uscita.

Nella *figura 2* è riportata un'applicazione tipica di questo regolatore. Si noti la presenza del tiristore, eventualmente innescato dal terminale 15 qualora la tensione d'uscita dovesse superare il valore nominale ammesso. La tensione all'ingresso 1 di questo circuito di protezione (crowbar) è fornita dal partitore R7/R8 presente all'uscita, il quale fornisce attraverso l'ingresso 10, anche il segnale per l'anello di regolazione.

Nella tabella 1 sono riportati i valori raccomandati di tutti i componenti esterni di questo alimentatore, la loro funzione, i valori massimi ammessi, nonchè alcune note per il corretto funzionamento del regolatore.

Nella tabella 2 sono indicati i dati per la realizzazione pratica dell'induttore (choke) L1. Nella tabella 3 sono riportati i valori dei resistori del partitore di tensione presente all'uscita del regolatore. Sono validi per valori di tensioni di uscita standard.

Nella *figura 3* è mostrato in scala 1:1 il circuito stampato che è servito alla realizzazione pratica del circuito regolatore di *figura 1* visto dalla parte dei componenti.

Nella *figura 4* è riportato lo schema di un regolatore con uscita a 5,1 V fissi. Nella *figura 5* è indicato un altro schema di regolatore con uscita 12 V/10 A. In entrambi i casi, i componenti esterni sono ridotti al minimo.

Nella *figura 6* è riportato un esempio di alimentatore programmabile.

La tensione d'uscita (V_o) può andare da 5,1 V a 15 V. La corrente d'uscita (I_o) massima può arrivare a 4 A (la minima a 100 mA).

La variazione della tensione della rete quando la corrente varia da 1 A a 5 A è 10 mV (V_o = 5,1 V).

La variazione della tensione ai capi del carico al variare della tensione della rete (220 V ± 15% e fino a una corrente d'uscita di 3 A) è 15 mV (V_o = 5,1 V).

Nella *figura 7* è indicato un interessante impiego dell'integrato L 296 come *elemento preregolatore* in un ali-

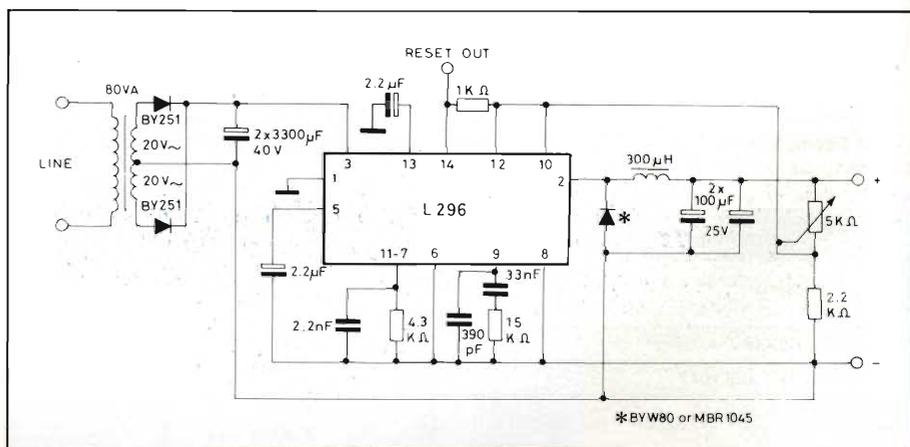



Fig. 6 - Applicazione del c.i. L 296 come alimentatore programmabile.

Fig. 7 - In questo caso il c.i. L 296 funziona da preregolatore di tensioni d'uscita distribuite e ulteriormente regolate. *L2 e *C2 servono a ridurre i picchi di tensione alla frequenza di commutazione.

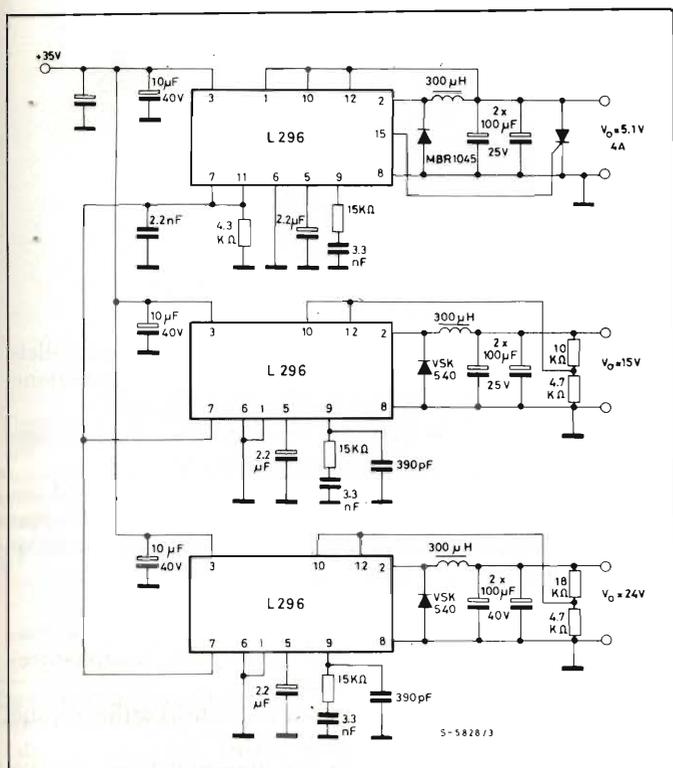
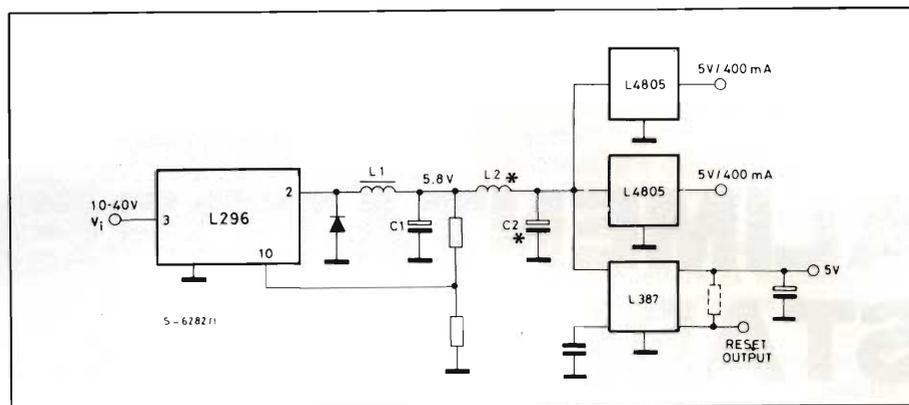



Fig. 8 - Applicazione particolare nella quale, partendo da una tensione continua a 35 V, è possibile ottenere ricorrendo a tre L 296, tre tensioni d'uscita stabilizzate di differenti valori. I due ultimi integrati ricevono il segnale di sincronizzazione della frequenza di lavoro dal primo integrato in alto.

Tabella 3 - Valori dei resistori del partitore R7/R8 per tensioni di uscita standard

V_o	R8	R7
12 V	4.7 kΩ	6.2 kΩ
15 V	4.7 kΩ	9.1 kΩ
18 V	4.7 kΩ	12 kΩ
24 V	4.7 kΩ	18 kΩ

mentatore a più tensioni d'uscita contemporanee.

Nella *figura 8* è riportato un caso in cui partendo da una continua a 35 V è possibile ottenere ricorrendo a tre L 296, tre tensioni d'uscita stabilizzate (V_o) con valori rispettivamente di 5,1 V, 15 V e 24 V.

Quando occorre utilizzare più di un regolatore L 296, è sufficiente servirsi dell'oscillatore di uno solo e andare a sincronizzare gli altri con questo.

Sistema di montaggio

Il calore prodotto all'interno del regolatore L 296 va disperso all'esterno mediante opportuno radiatore di calore. Il contenitore utilizzato (Multiwatt) facilita il fissaggio del regolatore al radiatore. Il fissaggio può avvenire sia mediante viti che clips (*figura 9*). Per facilitare il contatto termico tra contenitore e radiatore di calore (e in definitiva per ridurre la resistenza termica) converrà inserire tra le due superfici metalliche a contatto uno strato sottile di grasso al silicone. Le due superfici metalliche a contatto non richiedono alcun isolamento termico. ■

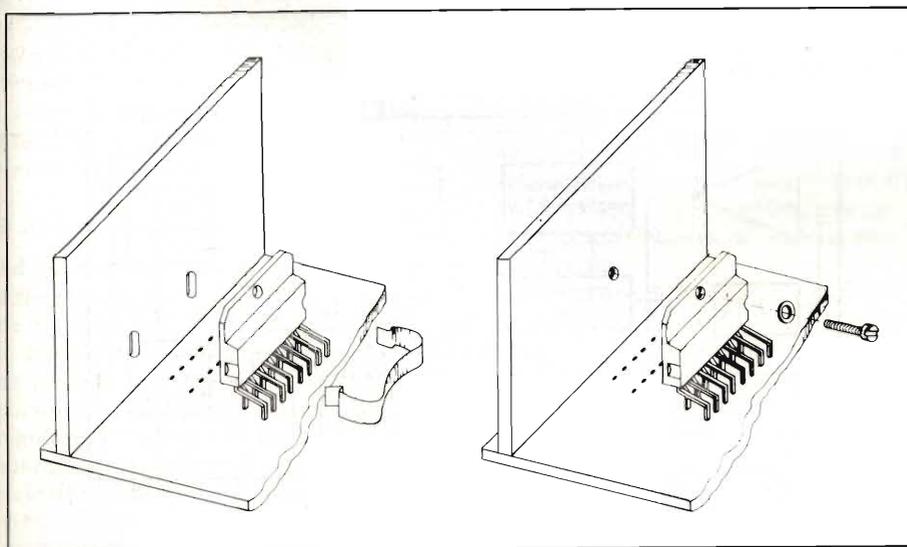



Fig. 9 - Due possibili sistemi di fissaggio dell'integrato L 296 al radiatore di calore; a sinistra, mediante clip; a destra mediante vite di fissaggio.

Bibliografia

1) Pietro Baumwolf - *Regolatori di tensione dell'ultima generazione*
SELEZIONE di elettronica e microcomputer
N. 7/8-1984 - pag. 34.

ALIMENTATORE STABILIZZATO PER TV E MONITOR A COLORI

Vengono descritte le principali funzioni contenute nel circuito integrato TEA 2018. Con questo integrato è stato realizzato un alimentatore stabilizzato a commutazione utilizzabile per l'alimentazione di un monitor con cinescopio a colori da 90°. In appendice si dà un esempio di calcolo del trasformatore di potenza.

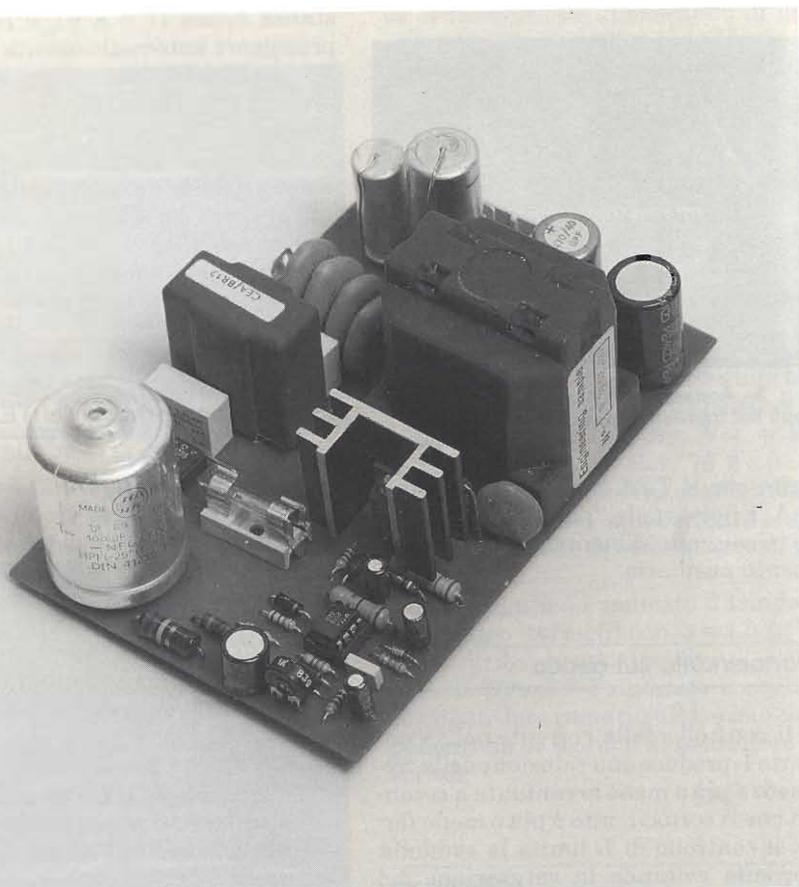
di Giuseppe Cestari -
Laboratorio Applicazioni della THOMSON-CSF

Il circuito integrato TEA 2018 (Thomson-CSF) è stato progettato per il comando di un transistore di potenza negli alimentatori a commutazione basati su convertitori tipo fly-back. Il circuito lavora a frequenza fissa e a ciclo di utilizzazione variabile. I dispositivi di sicurezza compresi nell'interno consentono un funzionamento affidabile nelle diverse condizioni di sovraccarico o di cortocircuito in uscita.

Le caratteristiche principali dell'integrato sono le seguenti:

— comando diretto del transistore-interruttore di potenza;
— sorveglianza della corrente di collettore del medesimo con limitazione su un valore programmabile;
— corrente di uscita positiva e negativa superiore a 0,5 A;
— sorveglianza della corrente al secondario e protezione contro la saturazione del nucleo del trasformatore;
— protezione contro i cortocircuiti;
— regolazione automatica della corrente di base del transistore-interruttore;
— limitazione del ciclo di utilizzazione (t_{on} = 2 μs min).

Lo schema a blocchi dell'integrato è rappresentato in *figura 1*.

Fig. 1 - Funzioni contenute nel circuito di comando TEA 2018 dell'limentatore.

Prototipo di laboratorio di alimentatore stabilizzato a commutazione per TV e monitor a colori funzionanti con un cinescopio con angolo di deflessione di 90°. Viene utilizzato il circuito integrato TEA 2018.
Le tensioni e le correnti fornite sono le seguenti: 220 V/50 mA, 125 V/0,4 A, 25 V/0,35 A, 18 V/0,5 A.

Descrizione delle funzioni

1) *Oscillatore*

Si tratta di un oscillatore del tipo a carica e scarica di un condensatore. La frequenza di lavoro è regolabile variando il valore della resistenza sul piedino 5. La scarica del condensatore determina il t_{on} minimo ed avviene attraverso una resistenza integrata verso massa.

2) *Amplificatore di errore*

Ad un ingresso di questo amplificatore differenziale viene collegata la tensione di riferimento di 2,5 V, stabilizzata in temperatura. All'altro ingresso viene inviata una tensione esterna proporzionale al segnale raddrizzato da regolare. Il segnale di uscita di questo operazionale è utilizzato per definire il ciclo di utilizzazione del segnale applicato sulla base del transistore-interruttore.

3) *Generatore di impulsi*

Il circuito generatore di impulsi ha vari compiti:
- fornire un segnale il cui ciclo di utilizzazione possa essere variato in funzione della regolazione della tensione di uscita;
- fornire in uscita un segnale di durata minima (t_{on} min) controllata;
- assicurare una funzione di sicurezza: il segnale di uscita è messo a zero se la tensione di alimentazione è troppo bassa oppure se la corrente di collettore del transistore-interruttore supera il valore programmato.

Il generatore di impulsi è costituito essenzialmente da un flip-flop. L'uscita Q comanda il passaggio della corrente di base del transistore-interruttore; $\overline{Q}$ comanda invece la diminuzione della corrente di collettore. L'entrata S riceve ad ogni periodo dell'oscillatore un impulso di commutazione in fase con il ritorno dell'oscillatore, per cui la durata sarà uguale al tempo di ritorno del dente di sega dell'oscillatore. Questo impulso definisce l'inizio della corrente di base del transistore-interruttore mentre la sua durata definisce il tempo minimo di conduzione del transistore-interruttore.

In effetti, per garantire una buona affidabilità, è necessario che l'impulso di conduzione del transistore-interruttore non sia inferiore a 2 μs allo scopo di permettere al condensatore della rete RCD di collettore di scaricarsi.

La durata minima può essere modificata variando la capacità dell'oscillatore.

L'impulso di commutazione dell'ingresso S del flip-flop non passa se non si verificano due condizioni:

1° che la tensione di alimentazione V_{cc} sia sufficiente (soglia alta 5,5 V);

2° che la corrente nel secondario del trasformatore sia nulla.

La *figura 2* mostra le relazioni di fase fra i segnali considerati. Dalla figura si può notare che la corrente del transistore di potenza cresce linearmente e può essere interrotta per tre motivi:

1) In funzionamento normale, I_c attraverso una resistenza di shunt, crea una caduta di tensione (R x I_c) ai suoi capi la quale viene confrontata con la tensione di errore. Quando R x I_c è uguale alla tensione di errore, un segnale viene inviato all'ingresso Reset, e l'uscita Q abilita il processore per l'interruzione di I_c.

2) Se a causa di sovraccarico, la corrente I_c dovesse raggiungere il valore massimo programmato, il comando di base del transistore di potenza viene interrotto.

3) Se infine, la tensione di rete è troppo bassa, la I_c cresce debolmente ed il ciclo di utilizzazione aumenterà fino a saltare un periodo. Per evitare questo inconveniente il ciclo di utilizzazione è limitato all'80%.

A questo punto interviene l'arresto del comando di base del transistore di potenza.

Comando della corrente di base del transistore di potenza: fase-ON

Il passaggio allo stato attivo dell'uscita Q del flip-flop abilita il comando alla base del transistore di potenza. Una debole corrente viene inviata in base, dando inizio in questo modo alla commutazione del transistore. La cor-

rente di base viene aumentata automaticamente, secondo la necessità, in modo da far lavorare il transistore di potenza con un guadagno forzato costante. Un circuito di "copia" misura la corrente I_c (attraverso la resistenza di shunt) e ne ricava la corrente $I_b = I_c/K$ iniettata in base.

Il fattore K è determinato dalle resistenze esterne.

Questa funzione permette di ridurre al minimo le perdite di commutazione e ottimizzare il comando di base per tutti i casi di funzionamento.

Fig. 3 - Andamento delle tensioni e delle correnti nel transistore di potenza BUV 46.

Comando di base per interdizione del transistore di potenza: fase-OFF

Il comando di RESET rende attiva l'uscita $\overline{Q}$ del flip-flop. La corrente di base viene così portata su un valore nullo. Eliminate le cariche immagazzinate nella base del transistore di potenza, un impulso negativo viene applicato in base. Questo permette una commutazione ottimale del transistore di potenza, vedi *figura 4*.

Il circuito viene alimentato direttamente a partire dalla tensione di rete raddrizzata attraverso una resistenza di valore elevato (100 kΩ), e ciò per il fatto che il TEA 2018, assorbe solo 2 mA. Effettuata la "partenza", il circuito viene autoalimentato dall'avvolgimento ausiliario.

Cortocircuito sul carico

Il controllo della corrente nel secondario I_s produce una riduzione della frequenza più o meno accentuata a seconda che il cortocircuito è più o meno forte; il controllo di I_c limita la suddetta corrente evitando la saturazione del nucleo.

Se la tensione V_{cc} è stata scelta abbastanza bassa (7 ÷ 8 V), il circuito si proteggerà automaticamente perché la V_{cc} scenderà al suo valore minimo e arresterà il funzionamento dell'integrato.

Per tutta la durata del cortocircuito verrà prodotta una serie di "partenze" ed "arresti" del sistema grazie al meccanismo dell'isteresi. Eliminato il cortocircuito, il sistema ritornerà a funzionare automaticamente.

Applicazione pratica del TEA 2018

Qui di seguito (*figura 2*) è riportato un alimentatore in grado di fornire le tensioni di servizio di un televisore o di un monitor a colori con cinescopi da 90°.

Le tensioni e le correnti sono le seguenti:

— 220 V/40 mA per i finali video;
— 125 V/04 A per lo stadio finale di riga;
— 25 V/0,35 A per lo stadio verticale;
— 18 V/0,5 A per ricavare i 12 V stabilizzati per i circuiti di segnale.

Tutte le tensioni in uscita sono stabilizzate sia nei confronti delle variazioni della tensione della rete che delle variazioni del carico.

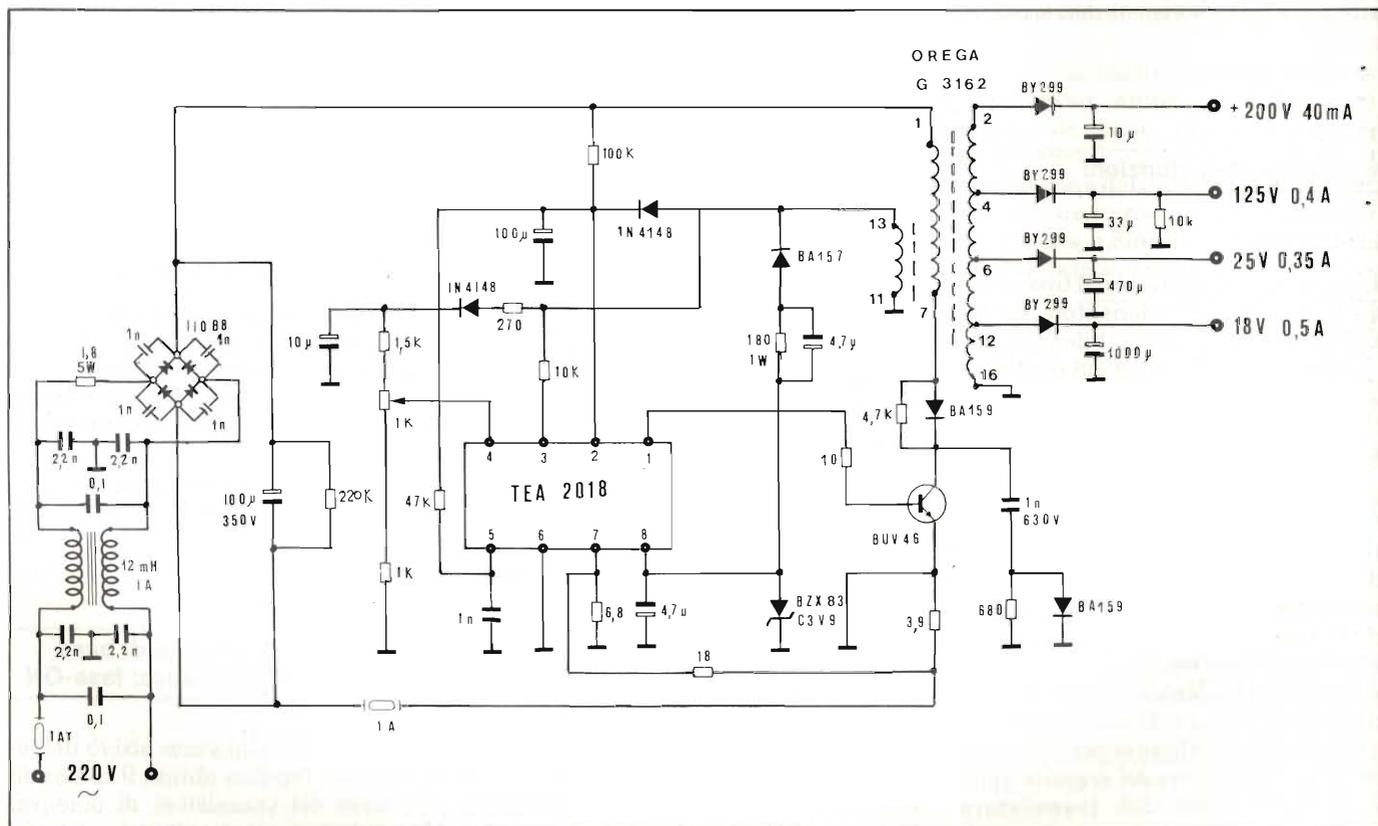



**Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore a commutazione pilotato dal TEA 2018.
Questo alimentatore è particolarmente adatto per TV e monitor a colori con cinescopio con angolo di deflessione di 90°.**

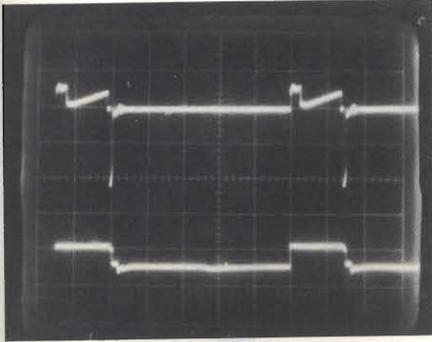



Fig. 4 - Andamento dell'impulso di comando di base del BUV 46.

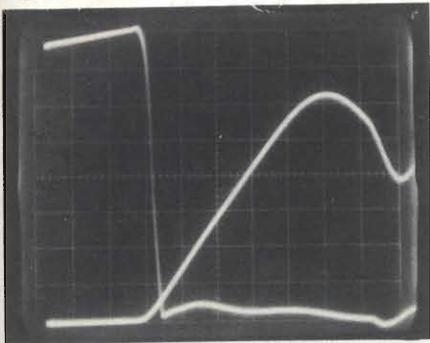



Fig. 5 - Tempo di bloccaggio (turn-off) del transistore di potenza (curva a sinistra).

L'ingresso della rete è protetto con un filtro toroidale e relativi condensatori conformemente alle norme che regolano i disturbi immessi nella rete. La tensione di controllo per l'amplificatore di errore è ricavata da una rete con diodo e resistenza-serie onde eliminare il picco di tensione dovuto all'induttanza di fuga del trasformatore migliorando in questo modo la stabilizzazione in funzione del carico. La tensione negativa per lo stadio finale dell'integrato viene ricavata raddrizzando l'impulso dell'avvolgimento ausiliario.

La resistenza da 180 Ω e lo zener da 3,9 V servono per limitare la tensione negativa la quale non deve superare − 6 V. Il condensatore in parallelo alla R = 180 Ω serve a fornire sufficiente tensione negativa in fase di partenza onde garantire la condizione di lavoro del transistore di potenza in V_{cex} (V_{cex} = tensione di breakdown collettore-emettitore con V_{BE} polarizzata in senso inverso).

Il transistore di potenza impiegato è il BUV 46, V_{cex} = 850 V, I_{csat} = 2,5 A.

Tra collettore ed emettitore è stata inserita la rete RCD classica, necessaria per limitare la velocità di crescita della tensione V_{ce} al momento della fase di interdizione abbassando in questo modo il punto d'incrocio V_{ce}/I_c.

Sul circuito di collettore è stata inserita una rete RD per avere lo smorzamento delle oscillazioni sulla V_{ce} dovute alle capacità parassite del trasformatore. Queste oscillazioni potrebbero alterare il controllo della I_s la cui soglia è di soli 0,1 V. In effetti, come indicato nella *figura 6*, solo uno smorzamento corretto permetterà di avere un altrettanto funzionamento corretto.

Nella *figura 3* si vedono gli oscillogrammi relativi alla corrente e alla tensione sul collettore del transistore di potenza. I_c = 0,5 A/div; V_{CE} = 200 V/div; t = 5 μs/div. P_u = 70 W.

Nella *figura 4* sono riportati gli oscillogrammi relativi alla corrente e alla tensione di base del transistore di potenza.

Nella *figura 5* è indicato il tempo di bloccaggio (turn-off) con I_c = 1,5 A; V_{ce} = 100 V/div, t = 0,2 μs/div.

Nella *figura 7* è riportato il circuito stampato lato rame (in alto) e lato componenti (in basso) dell'alimentatore descritto.

Appendice

Calcoli semplificati per il progetto del trasformatore

La potenza massima che il convertitore può erogare è inversamente proporzionale alla induttanza L_p del primario del trasformatore; vale la relazione:

$$P = \frac{E^2\,\delta^2\,T}{2L_p}$$

dove

E è la tensione minima raddrizzata della rete
δ è il ciclo di utilizzazione massimo
T è il periodo di funzionamento

$$(T = \frac{1}{F})$$

L_p è l'induttanza del primario del trasformatore in mH.

Nel nostro caso:

P = 70 W

E = 250 V

$T = 33.10^{-6}$

δ = 0,35.

Per cui avremo:

$$L_p = \frac{E^2\,\delta^2\,T}{2\,P} = \frac{250^2 \cdot 0{,}35^2 \cdot 33 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 70} = 1{,}8\ \text{mH}$$

La corrente media I_c nel trasformatore è:

$$I_c = \frac{P}{\eta\,V_{cc}}$$

Considerando un rendimento η di 0.84 e V_{cc} min e P_{max} avremo:

$$I_c = \frac{70}{0{,}84 \cdot 250} = 0{,}33\ \text{A}$$

Da cui si ricaverà la corrente massima di picco I_c del transistore di potenza:

$$\hat{I}_c = \frac{2 \cdot I_c \cdot T}{t_{on}}$$

dove

$$\frac{T}{t_{on}} = \frac{1}{d}$$

E allora sarà:

$$\hat{I}_c = \frac{2 \cdot 0{,}33}{0{,}35} = 1{,}88\ \text{A}$$

Il numero di spire del primario N_p è legato alla relazione:

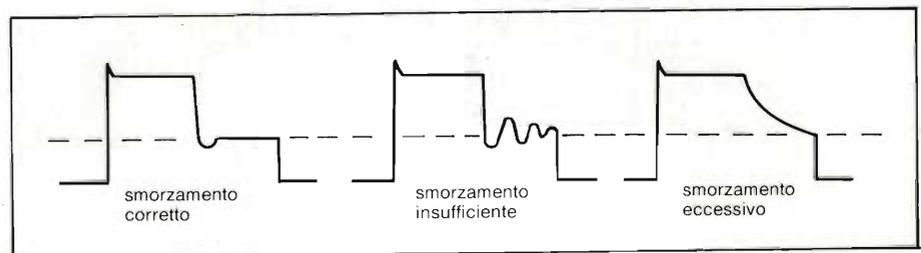



Fig. 6 - Oscillazioni smorzate di varie ampiezze presenti nel transistore di potenza. Solo uno smorzamento corretto permetterà il corretto funzionamento dell'alimentatore.

Fig. 7 - Circuito stampato scala 1 : 1 lato rame (in alto), e lato componenti (in basso).

$$N_p = \frac{L_p \cdot I_c}{B_{max} \cdot S}$$

Per il nucleo GER 42 · 21 · 15:
$B_{max} = 0,3\ W/m^2$ e la sezione del nucleo centrale (S) è $S = 1,8 \cdot 10^{-4}\ m^2$.
Avremo quindi:

$$N_p = \frac{1,8 \cdot 1,88}{0,3 \cdot 1,8\ 10^{-4}} = 62 \text{ spire}$$

Rapporto spire

Considerando l'andamento della tensione V_{ce} si può notare come questa sia formata da un picco di tensione V_f, (dovuto alla induttanza dispersa) che nel caso nostro, assumerà un valore di circa 60 V (*figura 8*). V_{cc} è la tensione raddrizzata di rete che in funzionamento normale è 300 V. Esiste infine una componente

$$V_u \frac{N_p}{N_s}$$

che dipende dal rapporto spire e dalla tensione di uscita raddrizzata.

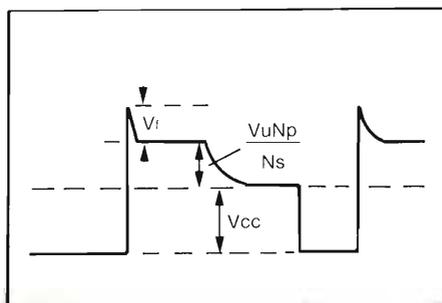



Fig. 8 - Andamento della tensione collettore/e-mettitore V_{CE}.

Utilizzando il transistore BUV 46 la cui V_{cex} è di 850 V, dovremo dare un margine di sicurezza per garantire la sua affidabilità. Ossia, se

$$V_{cc} + V_u \frac{N_p}{N_s} + V_f = 600 \text{ V}$$

avremo 250 V di margine per cui:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{cemax} - V_f) - V_{cc}}{V_u}$$

V_u può essere una qualunque delle tensioni di uscita, ad esempio, 18 V.

Il rapporto sarà:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(600 - 60) - 300}{18} = 13,3$$

E cioè

$$N_s = \frac{N_p}{13,3} = \frac{62}{13,3} = 4,6.$$

In pratica, 5 spire per ottenere 18 V al secondario.

Questi calcoli sono ovviamente di massima per cui non tengono conto delle perdite nel rame, nel circuito magnetico e nel raddrizzamento delle tensioni di uscita; servono però in pratica per realizzare velocemente un trasformatore molto vicino alle reali esigenze dell'utente. ■

*Per ulteriori informazioni riguardanti questo progetto contattare il Sig. Giuseppe Cestari, responsabile del Laboratorio Applicazioni della Thomson CSF. Tel. 6994.229
Via Melchiorre Gioia n. 72
20125 Milano*

ALIMENTATORE A COMMUTAZIONE DA 100 W/5 V

**Viene presentato il progetto completo di un alimentatore stabilizzato a commutazione con potenza di uscita di 100 W/5 V.
Il transistore-interruttore utilizzato è il FET MOS di potenza BUZ36.
Il circuito integrato di comando e controllo del transistore-interruttore è il tipo TDA1060. Il trasformatore del convertitore, il choke d'uscita sono stati realizzati con il sistema ETD Philips, le cui caratteristiche sono illustrate in altra parte della rivista.**

D.J. Harper Philips S.p.A.

Attualmente, negli alimentatori stabilizzati con potenze d'uscita comprese tra 50 W e 300 W, i transistori MOS di potenza sono preferiti ai transistori bipolari. I transistori MOS di potenza possono infatti lavorare con rendimenti uguali o addirittura superiori a quelli offerti dai transistori bipolari.

I progettisti di alimentatori stabilizzati a commutazione è un po' di tempo che guardano di buon occhio questi transistori MOS ad effetto di campo di potenza; e ciò per la semplice ragione che questi MOS di potenza richiedono circuiteria e potenza di pilotaggio ridotte al minimo; sono infine immuni dal fenomeno di seconda rottura (second break-down) che invece affligge i transistori bipolari di potenza. Inoltre, l'abilità che questo componente possiede di entrare in conduzione in appena 10 nanosecondi consente al progettista di poter scegliere il valore di frequenza di lavoro (frequenza di commutazione) più adatto al suo alimentatore: con l'impiego dei POWER-MOS si arriva infatti alla sorprendente conclusione che non è più il transistore-interruttore a determinare la frequenza di lavoro dell'alimentatore, come invece succedeva in passato.

In questo lavoro vedremo quali sono i criteri che portano a scegliere un determinato valore della frequenza di lavoro piuttosto che un altro; tale scelta influisce infatti sulla strutturazione dei componenti magnetici avvolti (trasformatore e filtro), sulla disposizione meccanica dei vari componenti, sulla risposta al transitorio, sui fenomeni di interferenza prodotti dall'alimentatore, ed infine sul livello dell'alternata residua presente sulla tensione di uscita dell'alimentatore.

Attualmente, il costo di un transistore FET-MOS di potenza è superiore al costo di un transistore equivalente bipolare. Il maggior costo del transistore-interruttore viene però ampiamente compensato dal fatto che il suo impiego consente di semplificare notevolmente il circuito, e spendere meno tempo, quindi nella sua progettazione, ed otte-

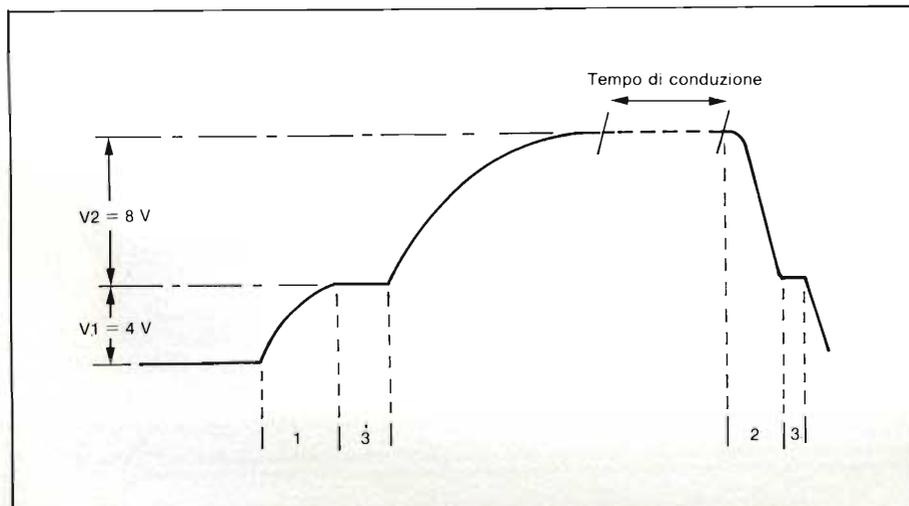



Fig. 1 - Forme d'onda del segnale di comando applicato sul gate del BUZ 36. 1 = tempo di ritardo durante la fase-on (30 ns). Corrente massima della sorgente = 0,2 A. 2 = tempo di ritardo durante la fase-off (9 ns). Massima corrente assorbita = 0,8 A. 3 = tempo di commutazione.

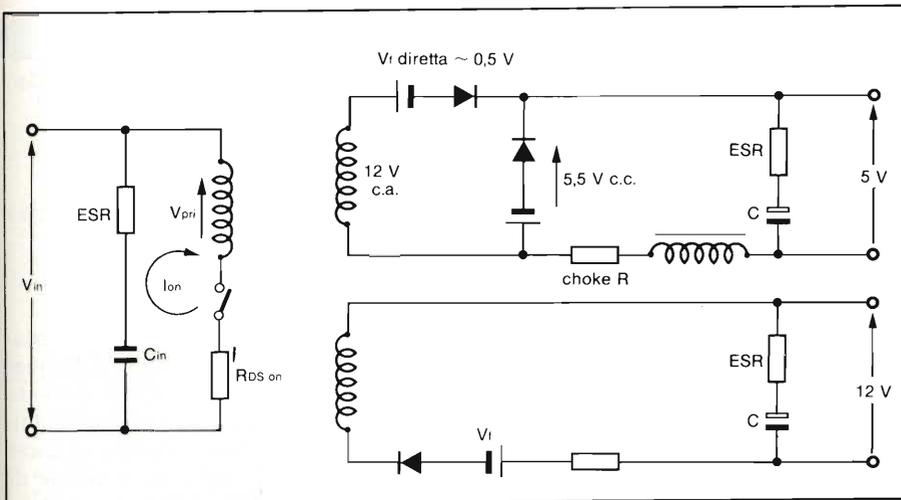



Fig. 2 - Circuito equivalente semplificato dall'alimentatore. A sinistra, è indicato il primario con il transistore-interruttore, la relativa resistenza in fase di conduzione (R_{DSon}), la capacità d'ingresso (C_{in}) e la relativa resistenza equivalente in serie. A destra, sono riportati due secondari: in alto quello che fornisce la tensione di uscita (5 V) dell'alimentatore; in basso, quello nel quale si trova una parte dell'anello di controllo dell'alimentatore.

nere prestazioni che in alcuni casi sono superiori a quelle offerte dai transistori bipolari di uguale potenza.

I costruttori di FET-MOS di potenza sia americani che europei affermano concordemente che in futuro il transistore-interruttore degli alimentatori stabilizzati a commutazione sarà costituito, certamente in molte applicazioni, da un transistore MOS di potenza.

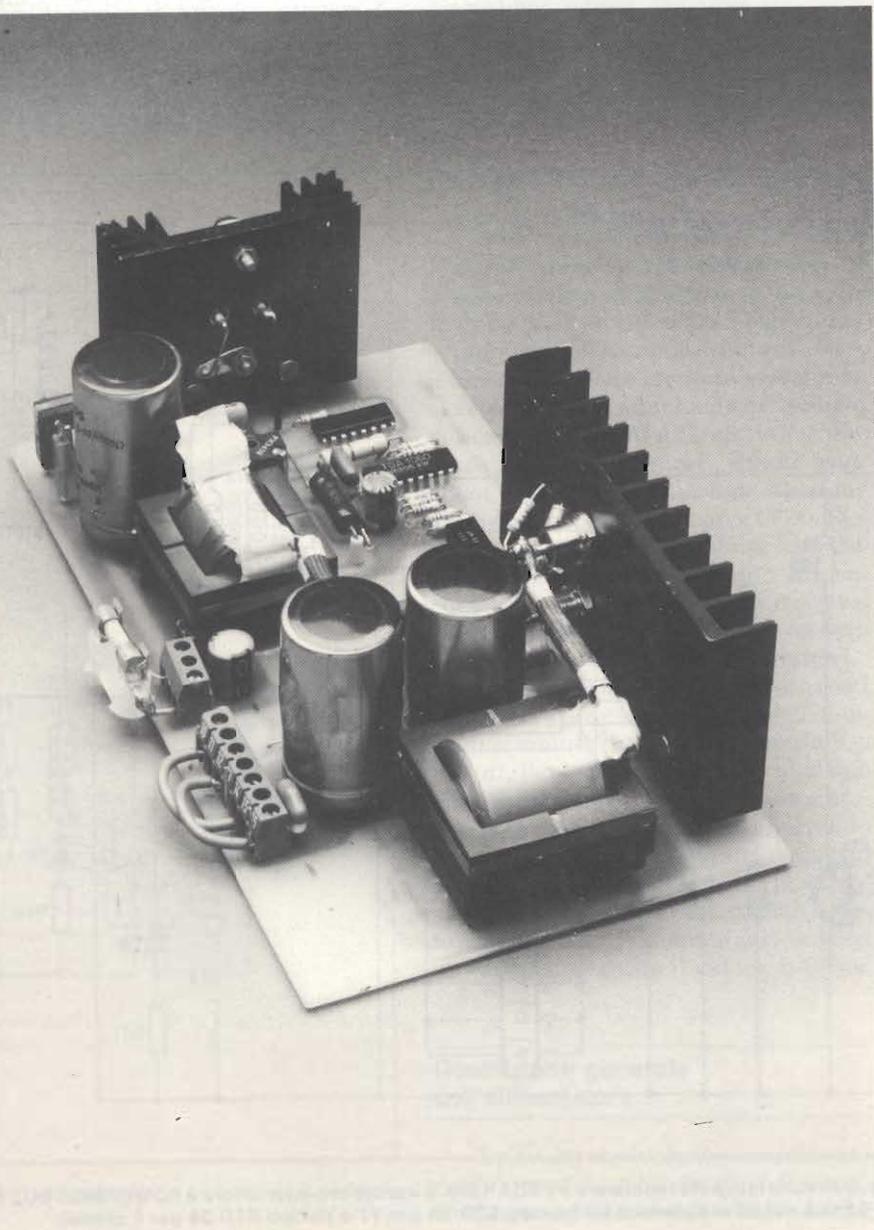
Generalità sui POWER-MOS

È stato già detto che il POWER-MOS impiega 10 ns per entrare in conduzione; ciò significa che, funzionando come interruttore, il tempo che esso impiega per chiudere il circuito dura appena 10 ns. Si sa che i transistori FET-MOS sono dispositivi nei quali la corrente è formata da cariche maggioritarie (e cioè o elettroni o lacune); ciò vuol dire che le perdite cosidette di commutazione (le perdite cioè che si verificano durante il tempo che il transistore impiega per entrare in conduzione o per bloccarsi) sono molto più ridotte di quelle che si registrano nei corrispondenti transistori bipolari i quali, come è noto, sono dispositivi in cui circolano anche cariche minoritarie.

In un transistore FET-MOS è presente una capacità d'ingresso (C_{in}), una capacità di uscita (C_o) e una capacità tra uscita e ingresso ($C_{inversa}$) detta anche capacità di Miller. Il transistore chiude o apre il circuito (on-off) quando la capacità di Miller rispettivamente si carica oppure si scarica. L'azione di chiusura del transistore (fase-on) subisce, a sua volta, un ritardo dovuto al tempo richiesto dalla capacità di ingresso C_{in} per caricarsi; a sua volta, l'azione di apertura (fase-off) verrà ritardata di un tempo pari al tempo occorrente alla capacità di uscita C_o per scaricarsi. Ovviamente, questi tempi di ritardo non sono uguali (assimetria nei tempi di ritardo) in quanto esistono inevitabili differenze sia nei valori di C_{in} e di C_o sia nelle rispettive tensioni di carica e scarica, sia infine nei tempi in cui avviene rispettivamente la loro carica e scarica.

Ciò nonostante il cosiddetto *ritardo di commutazione*, rimane in questi componenti al di sotto dei 20 ns (*figura 1*), e questo è un valore considerevole se si pensa che nei transistori bipolari, questo ritardo può arrivare fino a 500 ns (0,5 ms) dovuti, come si sa, all'effetto dell'immagazzinamento delle cariche.

Avendo quindi a che fare con un ritardo on-off di appena 20 ns, sarà pos-

sibile portare il transistore in conduzione (oppure bloccarlo) in tempi molto più brevi, e questo in pratica significherà che il convertitore potrà lavorare su frequenze molto più elevate per cui sarà possibile usufruire di tutti i vantaggi che questa ultima possibilità offre come vedremo in seguito.

Impiego dei POWER-MOS in un alimentatore stabilizzato a commutazione

L'opportunità di sfruttare le caratteristiche alle quali più sopra abbiamo accennato è stata offerta da questo particolare progetto che ci accingiamo a descrivere, il quale prevede una tensione continua d'ingresso compresa tra 50 e 60 V, una tensione d'uscita di 5 V/100 W e l'impiego di un POWER-MOS a bassa tensione (V_{DS} = 200 V). Le perdite dovute alla resistenza source/drain (R_{DS}-on) che si riscontrano quando il transistore conduce, non dovevano superare in questo progetto il 4% della potenza di uscita, alla temperatura ambiente di 60 °C. Questo punto di partenza portò a scegliere come transistore-interruttore il BUZ 36 il quale possiede a 25 °C, una resistenza tra drain e source quando si trova in conduzione, pari a 0,1 Ω.

Per calcolare in percentuale rispetto alla potenza di uscita, le perdite introdotte dalla resistenza tra drain e source quando il transistore conduce (R_{DS}-on) si può procedere così:
per il BUZ 36, a 100 °C, R_{DS}-on è uguale a 0,16 Ω (vedi le curve nei data sheet). Questa resistenza produce una perdita di potenza pari a circa il 2,3% della potenza di uscita dell'alimentatore. Infatti:

$$W = \delta I^2 R$$

nella quale

δ = rapporto tempo conduzione/tempo non conduzione (ciclo di utilizzazione) alla tensione nominale d'ingresso V_{in}.

I = valore di picco della corrente di conduzione (I_{on}) alla tensione nominale d'ingresso V_{in}.

R = R_{DS}-on a 100 °C.

V_{in} = 0 V

Sostituendo nella precedente formula i valori noti avremo:

$$W = 0,4 \times 6^2 \times 0,16 = 2,3\ W = 2,3\%$$

Questa percentuale di potenza perduta potrebbe però raggiungere il 4% qualora la tensione d'ingresso dovesse scendere al di sotto del suo valore nominale. In questo caso infatti per poter mantenere inalterata la potenza di uscita, occorrerebbe aumentare la corrente I.

Scelta del tempo di commutazione

L'elevata velocità di commutazione di 15 ns si è potuta ottenere inserendo tra il circuito integrato TDA 1060, che, come è noto, fornisce l'impulso modulato in ampiezza (PWM) e il gate del

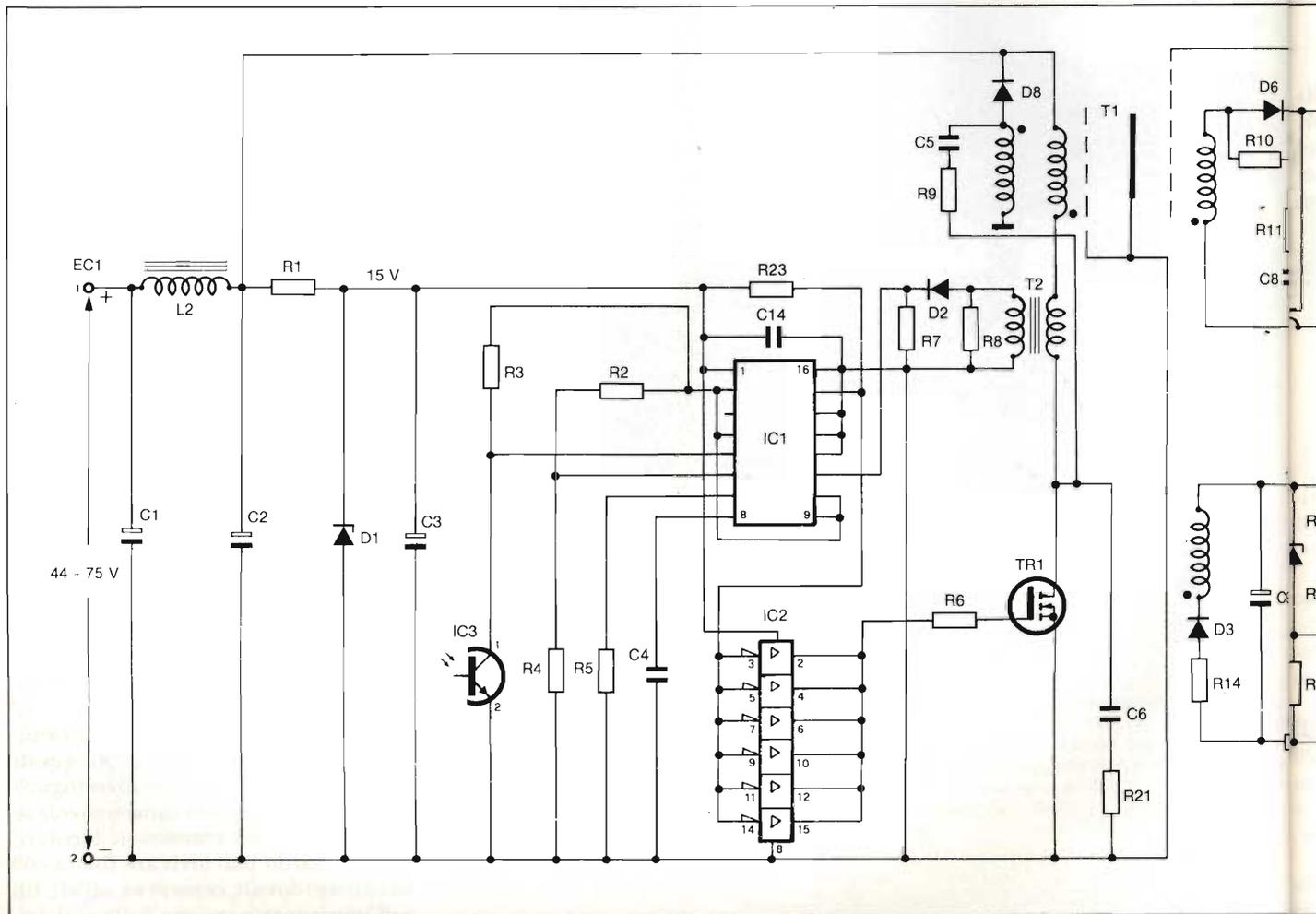



Fig. 3 - Schema elettrico completo dell'alimentatore. Il circuito integrato regolatore è il TDA 1060. Il transistore-interruttore è POWERMOS BUZ 36. Per la realizzazione del choke e del trasformatore T1 si è ricorsi al sistema ETD (nucleo ETD 34 per T1 e nucleo ETD 39 per il choke).

ELENCO COMPONENTI

Circuiti integrati

IC1	TDA1060
IC2	HEF4049B
IC3	CNY62
IC4	NE538
TR1	MOS-T03 BUZ36

Diodi

D1	Zener BZX79 C15
D2	Zener BYV27-150
D3	Zener BYV27-150
D4	Zener BZX79-C12
D5	Zener BZX79 C5V6
D6	Schottky BYV21-45
D7	Schottky BYV21-45
D8	Schottky BYV96E

Resistori

R1	WRO 617E 1,8 kΩ, 4W
R2	SFR25 39 kΩ
R3	SFR25 22 kΩ
R4	SFR25 22 kΩ
R5	SFR25 5,6 kΩ
R6	SRF25 5,6 Ω
R7	SFR25 1,8 Ω
R8	CR37 120 Ω, 0,5W
R9	SRF25 5,6 Ω
R10	SFR25 5,6 Ω
R11	SFR25 5,6 Ω
R12	CR68 27 Ω 1W
R13	CR68 1 kΩ, 1W
R14	CR37 22 Ω, 0,5W
R15	SFR25 560 Ω
R16	SFR25 3,3 kΩ
R17	Trimmer Cermet EMP10 2,2 kΩ
R18	SFR25 4,7 kΩ
R19	SFR25 100 kΩ
R20	SFR25 3,9 kΩ
R21	PR52 15 Ω 2,5W
R22	SFR25 4,7 kΩ
R23	SFR25 2,2 kΩ
R24	SFR25 1,2 Ω

Condensatori

C1	Elettrolitico 035 22 μF, 100 V
C2	Elettrolitico 050 680 μF, 100 V
C3	Elettrolitico 035 100 μF, 25 V
C4	424 2,7 nF, 63 V
C5	344 100 nF, 250 V
C6	426 4,7 nF, 250 V
C7	424 6,8 nF, 63 V
C8	424 5,1 nF, 63 V
C9	Elettrolitico 035 22μF, 100 V
C10	638 2,2 pF, 100 V
C11	344 100 nF, 100 V
C12	Elettrolitico 050 6800 μF, 10 V
C13	Elettrolitico 050 6800 μF, 10 V
C14	344 100 nF, 100 V
C15	344 220 nF, 100 V

Trasformatori

T1	Trasformatore principale ETD34
T2	Trasformatore limitatore di corrente FX3438 (RM6)
L1	Choke (uscita) ETD39
L2	Choke (ingresso) U15

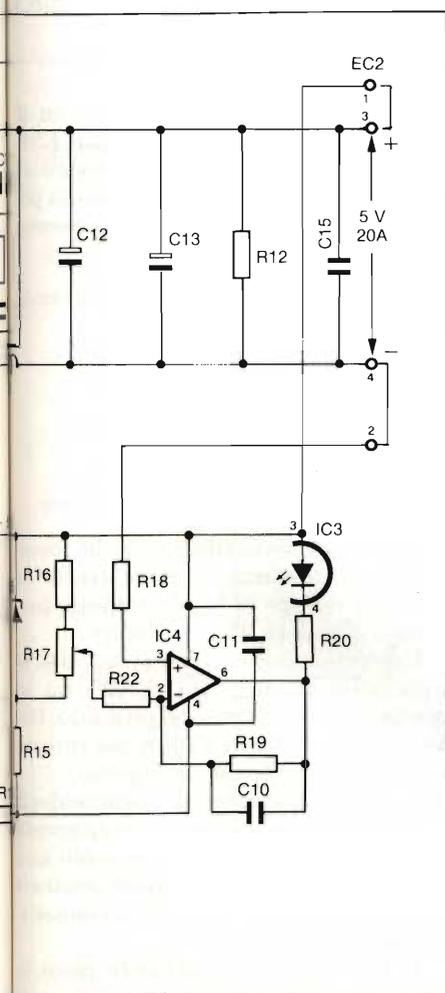
Terminali

EC1	a 2, 50/60V
EC2	a 4, uscita

le resistenze parassite (ESR) che occorrerà tenere in conto per i calcoli del progetto.

In *figura 3* è illustrato lo schema elettrico dell'alimentatore.

C1, L2 e C2 costituiscono il filtro d'ingresso; R1 e D1 stabilizzano la tensione che va ad alimentare IC1. Questo integrato (un TDA 1060) produce gli impulsi PWM necessari al pilotaggio del transistore-interruttore di potenza TR1 attraverso un buffer (IC2).

Il trasformatore T2 funziona da limitatore di corrente, agendo opportunamente su IC1. T1 è il trasformatore di potenza. È costituito da 4 avvolgimenti: un primario collegato attraverso T2 al drain del POWERMOS; il secondario collegato ai diodi Schottky D6 e D7; l'avvolgimento di recupero dell'energia immagazzinata (erw), collegato a D8, ed infine un avvolgimento di servizio che alimenta il circuito in cui è presente IC4 (NE 538). Quest'ultimo è un comparatore che, tramite il fotoaccoppiatore CNY62, controlla il TDA 1060 affinchè la tensione di uscita risulti sempre stabilizzata a 5 V.

POWER-MOS, l'integrato HEF4049 (un buffer a 6 gate).

I 15 ns che si potrebbero assegnare al tempo di commutazione sono teorici. In pratica si è dovuto passare ad un valore di 60 ns. I motivi sono i seguenti.

Con tempi di commutazione di 15 ns, il bloccaggio della corrente avviene così velocemente da dar luogo a fenomeni di *overshoot* dovuti all'induttanza dispersa del trasformatore. Questi overshoot superano la massima tensione ammessa tra drain e source (V_{DS}). Si è tentato di ridurre l'overshoot introducendo circuiti di smorzamento. Ma anche questi non eliminavano l'inconveniente a causa dell'induttanza dei loro collegamenti e dei resistori induttivi.

L'unico sistema per eliminare questi transitori era quello di allungare il tempo di commutazione (nella formula $V = L di/dt$, l'unico parametro su cui si può agire è dt, e cioè, il tempo di commutazione). Ciò è stato ottenuto inserendo un resistore in serie al gate. A questo punto, l'overshoot assumeva il valore di 20 V, valore questo accettabile e pertanto al tempo di commutazione poteva essere assegnato il valore di 60 ns.

Descrizione generale dell'alimentatore

l circuito equivalente semplificato dell'alimentatore è indicato in *figura 2*. In questo schema sono indicate anche

Calcolo del trasformatore

La potenza totale che deve "transitare" nel trasformatore è data da:

P_{tot} = potenza d'uscita + perdite nei raddrizzatori + perdite nella bobina di arresto L_1.

$$= 100 + \frac{V_f}{V_o + V_f} \times 100 + I^2 \cdot R_{L1}$$

$$= 100 + \frac{0{,}54}{5{,}54} \times 100 + 2{,}5$$

$$= 112 \text{ W (appross.)}$$

dove

V_f è la caduta di tensione ai capi del diodo Schottky in conduzione diretta, pari a 0,54 V e R_{L1} è la resistenza della bobina d'arresto.

Stabilita la potenza del trasformatore, e sapendo che la frequenza di lavoro è 100 kHz, vediamo dalla *figura 4* che il nucleo ottimale è il tipo ETD34 (sistema di nuclei ETD). Il trasformatore sarà progettato in modo che lavori con una densità di flusso magnetico B pari alla metà della densità del flusso di saturazione. Per la ferrite tipo 3C8, avremo allora B = 160 mT.

Questo abilita il trasformatore a fun-

zionare senza entrare in saturazione anche quando la tensione al primario, nei transitori, raddoppia.

Per determinare la tensione per ogni spira, si ricorre la formula

$$\frac{V}{N} = \frac{B \cdot}{t_{on}}$$

dove

$A = 97 \cdot 10^{-6}$ m² è l'area della gamba centrale del nucleo.

t_{on} = il tempo massimo di conduzione del transistore.

Dato che la frequenza di lavoro è 100 kHz e il massimo rapporto t_{on}/t_{off} è pari a 45/55, avremo t_{on} = 4,5 μs. Allora V/N = 3,4 V/spira.

Per ottenere 5 V in continua in uscita, il secondario del trasformatore deve fornire 12 V in alternata in modo da tenere in conto le perdite sui diodi e sul filtro d'uscita (vedi figura 2). Le spire del secondario saranno quindi 12/3,4 ≃ 4 spire (consideriamo allora 3 V/spira).

La tensione al primario da prendere in considerazione per il calcolo delle spire è data dalla minima tensione di ingresso (40 V) a cui va sottratta la caduta di tensione ai capi di R_{DS}-on di TR1 e della resistenza parassita ESR (ESR = Equivalent Series Resistence) del condensatore C2, che fornisce la potenza durante il periodo della commutazione (t_{on}).

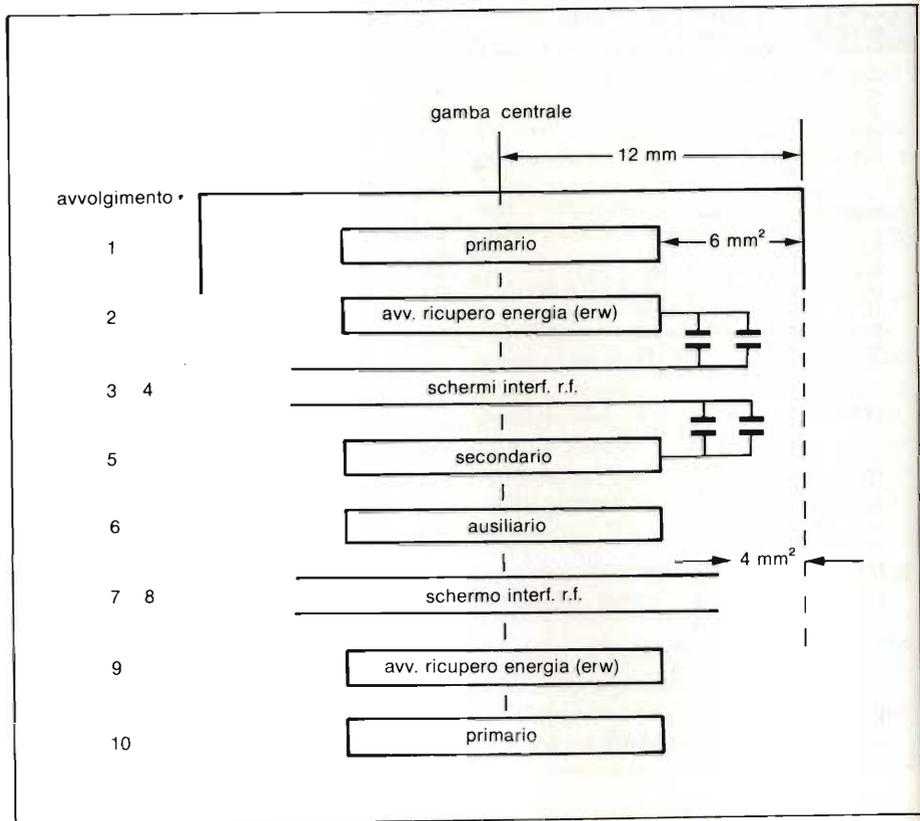



Fig. 5 - Disposizione schematica degli avvolgimenti nel trasformatore T1.

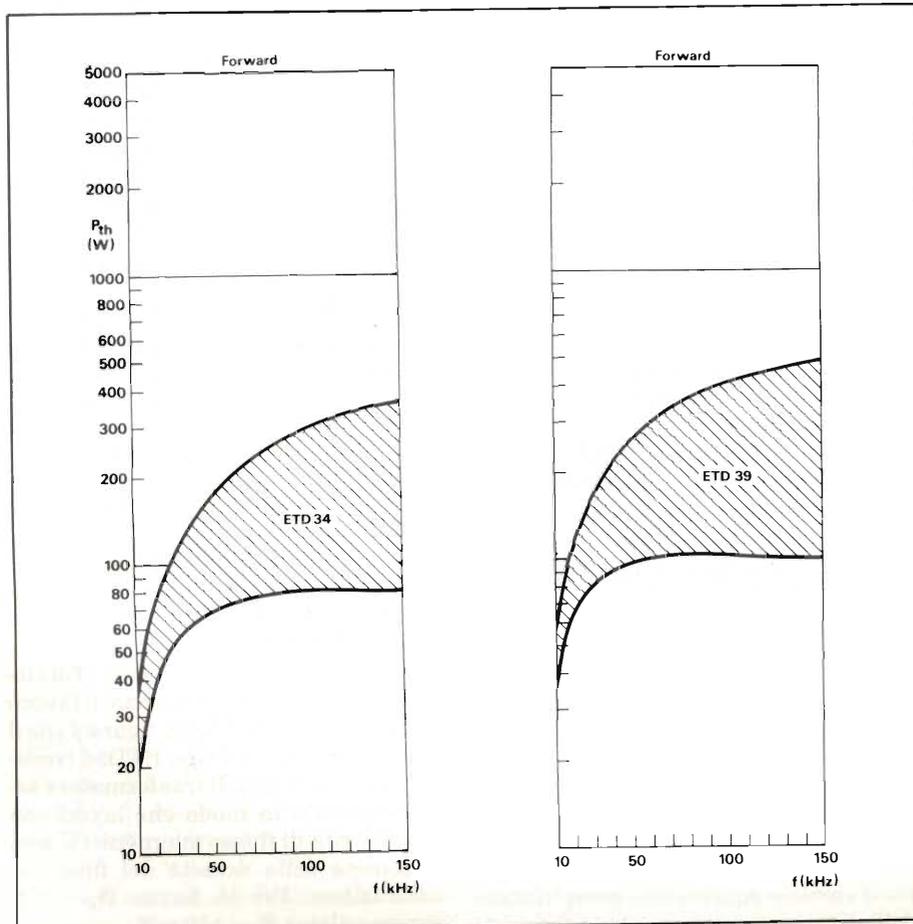



Fig. 4 - Potenza trattata in funzione della frequenza nei nuclei ETD 34 e ETD 39.

Supponendo ESR = 0,229 Ω, otterremo:

V_{pri} = 40 — I_{on} · (ESR + R_{DS}-on)

V_{pri} = 40 — 6(0.229 + 0,18)
= 37,66 V

Con 3 V/spira, avremo:
spire primario = 37,66/3 ≃ 12 spire.

L'avvolgimento ausiliario, che fornisce 12 V in continua, deve essere in grado di fornire 27 V in alternata; pertanto richiederà 27/3 = 9 spire.

L'avvolgimento di recupero dell'energia immagazzinata (ERW) ha lo stesso numero di spire del primario. Deve essere avvolto in bifilare per ridurre al minimo l'induttanza dispersa.

In *figura 5* è indicato l'ordine degli avvolgimenti, visto come uno spaccato del trasformatore. È indicata solo una delle 2 parti a lato della gamba centrale del nucleo; l'altra parte è, ovviamente simmetrica a questa.

Dato le elevate frequenze in gioco, le dimensioni dei fili degli avvolgimenti devono essere tali da ridurre al minimo l'effetto pelle.

Per poter ottenere un rapporto ottimale tra la resistenza dei fili in alternata a 100 kHz e la resistenza degli stessi in continua (R/R_{DC} = 1,5 = F_R) senza usare fili di grosso diametro, si dovranno utilizzare, anzichè fili tondi, piattina (o strisce) di rame. Le dimensioni di queste strisce per F_R = 1,5 sono deducibili dalla *figura 6.*

Segue ora il dettaglio della costruzione degli avvolgimenti di T1.

Si faccia riferimento anche alla figura 5.

Fig. 7 - Schema equivalente del filtro d'uscita.

½ primario	1	6 spire di una striscia di rame da 0,1 x 13 mm
½ E.R.W.	2	6 spire di filo di rame da 0,25 + 0,25 mm avvolte in bifilare con le spire spaziate di 12 mm
R.F.I.	3 e 4	1 spira di striscia di rame da 0,1 x 17 mm ciascuna
secondario	5	4 spire di striscia di rame da 0,25 x 13 mm
ausiliario sec.	6	9 spire di filo di rame da 0,25 + 0,25 mm avvolte in bifilare con le spire spaziate di 12 mm
R.F.I.	7 e 8	1 spira di striscia di rame da 0,1 x 17 mm ciascuna
½ E.R.W.	9	6 spire di filo di rame da 0,25+0,25 avvolte in bifilare con le spire spaziate di 12 mm
½ primario	10	6 spire di striscia di rame da 0,1x13 mm

Fig. 6 - Spessore ottimale delle strisce di rame per F_R = 1,5; a) = 1/2 primario, 6 strati (100 kHz); b) = 1/2 secondario, 2 strati (100 kHz).

Ciascuna spira sarà isolata dalla successiva tramite uno strato di materiale isolante (Macrofol) da 0,04 mm. Tra gli schermi R.F.I. si metteranno 2 strati di tale isolante. L'altezza degli avvolgimenti risulterà essere 4,25 mm. Per il primario, dato che strisce di rame da 0,1 x 13 mm non sono disponibili commercialmente, si userà il tipo da 0,18 mm per 13 mm. Questo implica un F_R = 1,1.

Le perdite di potenza di questo trasformatore, dovute all'isteresi, alle correnti parassite e alla resistenza del filo di rame, ammontano a circa 1,6 W. Poichè la resistenza termica di questo trasformatore è di 20 °K/W, la sua temperatura di lavoro sarà di 32 °C superiore alla temperatura ambiente.

Le strisce di rame che formano gli schermi a radio frequenza (R.F.I.) devono essere di larghezza pari a 17 mm, quindi maggiore della larghezza degli avvolgimenti in modo da evitare che le frange del campo capacitivo "vedano" oltre lo schermo (figura 5). Tramite piattine di rame saranno quindi portati fuori dal trasformatore i collegamenti a questi 4 schermi.

Considerando la figura 5, i due schermi più esterni andranno collegati ai catodi dei diodi Schottky, mentre gli schermi più esterni vanno collegati all'alimentazione negativa, come indicato in figura 3. La costruzione del trasformatore dovrà essere molto accurata, in particolare per ridurre al minimo accoppiamenti capacitivi tra l'avvolgimento primario e il secondario.

Il filtro d'uscita

C12 e C13 devono essere condensatori elettrolitici da 6800 μF del tipo a bassa resistenza parassita, appositamente studiati per gli alimentatori switching. Quelli utilizzati hanno una impedenza-serie (ESZ) pari a circa 30 mΩ, per cui avremo 15 mΩ nel caso di 2 condensatori in parallelo. Occorre che la tensione di ondulazione residua (ripple) in uscita non superi i 20 mV_{pp}. La

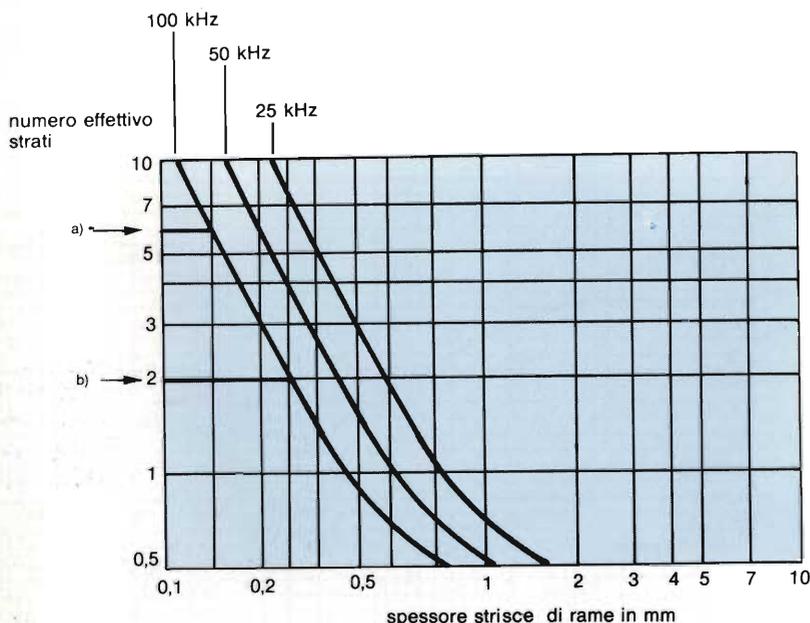
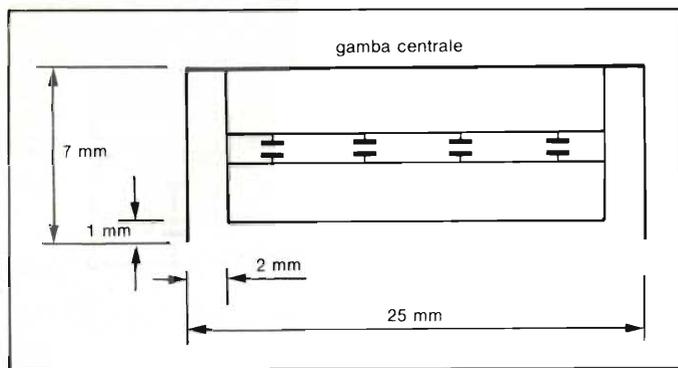



Fig. 8 - Schema del choke con due spire per indicare la capacità parassita.

corrente di ripple è data da:

$$I_{ripple} = \frac{20\ mV}{15\ m\Omega} = 1{,}33\ A\ p.p.$$

Da questo valore possiamo calcolare l'induttanza di arresto di uscita (cloke):

$$L = V\ \frac{d_t}{d_i} = 5{,}5 \cdot \frac{7}{1{,}33} =$$
$$= 28{,}9\ \mu H \simeq 30\ \mu H$$

dove

$d_t = 7\ \mu s$ è il tempo di bloccaggio per $V_{in} = 60V$.

Per cui sarà:

$L \cdot I^2 = 28{,}9 \cdot 20^2 = 11{,}56 \cdot 10^3 \mu HA^2$

Per questo valore di LI^2 un nucleo utilizzabile è il tipo ETD39.

L'area del nucleo centrale di questa ferrite è di 125 mm². La corrente massima che scorrerà nell'avvolgimento di arresto (choke) è 23,3 A, valore dato dalla massima corrente di uscita (20 A), più di 10% di tale corrente, in corrispondenza del cui valore interviene la limitazione prodotta da T2, più 1,33 A della corrente di ripple.

Il numero delle spire del choke L1 sarà:

$$N = \frac{LI}{\Phi} = \frac{LI}{BA} =$$
$$= \frac{30x23{,}3}{10^6} \times \frac{10^6}{0{,}32x125}$$
$$= 17{,}5 \simeq 18\ spire$$

La lunghezza del traferro è data da

Lunghezza traferro

$$= \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{NI}{B}$$
$$= \frac{4\pi}{10} \times \frac{18x23{,}3}{0{,}32} = 1{,}64\ mm$$

Quindi dovremo separare di 0,82 mm ciascuna gamba del nucleo.

L'avvolgimento sarà effettuato tramite una striscia di rame da 0,2 x 21 mm.

La perdita di potenza dovuta alla bobina d'arresto ammonta a 2,6 W.

Fig. 9 - Schema equivalente del filtro d'ingresso.

Filtro d'ingresso

All'ingresso è posto un filtro passa-basso formato da C1, L2 e C2 che consentono di ridurre il ripple presente all'ingresso a valori inferiori di 1 mV RMS. Considerando per C2 una resistenza serie parassita di 0,21 mΩ, L1 sarà calcolata in modo tale che la sua impedenza a 100 kHz sia 500 volte superiore a 0,21 mΩ, ricorrendo alla formula.

$$Z = 2\ \pi f L =$$
$$= 2\pi 100 \times 10^3 \times L$$
$$= 100\ \Omega$$

per cui $L \simeq 150\ \mu H$

Si utilizzerà un nucleo tipo U10 avvolgendo 48 spire di filo di rame e lasciando un traferro di 0,3 mm. La corrente media che scorre in questo induttore è di 2,5 A. Il condensatore C1 (22 µF, 100 V) completa il filtro.

Circuito stampato

Il progetto del circuito stampato dell'alimentatore a commutazione riveste la massima importanza per quanto riguarda il corretto funzionamento dell'alimentatore e la radiazione di energia elettromagnetica a radiofrequenza. Impulsi spuri possono infatti essere captati dai circuiti di pilotaggio e quindi di causare conduzioni o bloccaggi non voluti del POWER-MOS, interagendo con i circuiti di limitazione della corrente e di regolazone della tensione di uscita.

In particolare, occorre evitare accuratamente che le piste in cui possono scorrere elevate correnti, e che quindi danno luogo a piccole differenze di potenziale tra i vari punti della pista stessa, siano le stesse sulle quali lavorano i circuiti a bassa potenza e a basso segnale, per i quali queste differenze di potenziale possono introdurre notevoli disturbi. Occorrerà quindi separare le piste "di potenza" da quelle "di segnale".

Altra fonte di disturbo a radiofre-

Fig. 10 - Grafico per indicare il margine di fase e di guadagno.

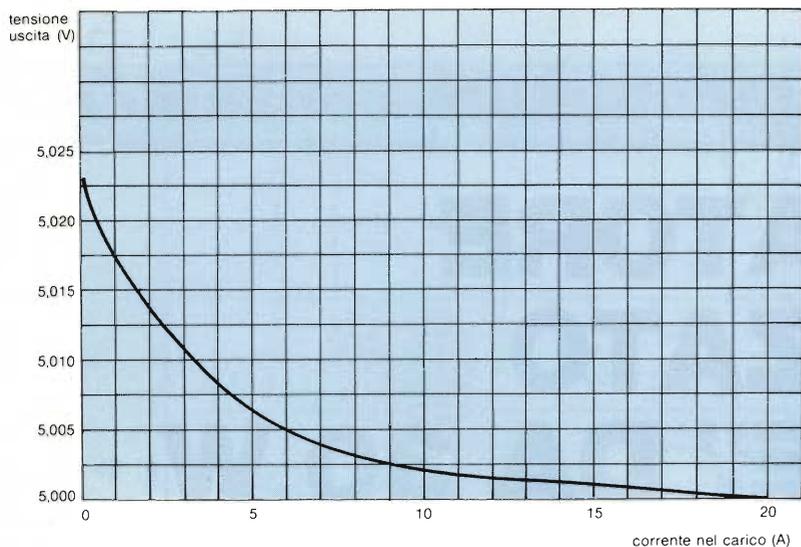



Fig. 11 - Andamento della tensione d'uscita (V) in funzione della corrente assorbita dal carico (A).

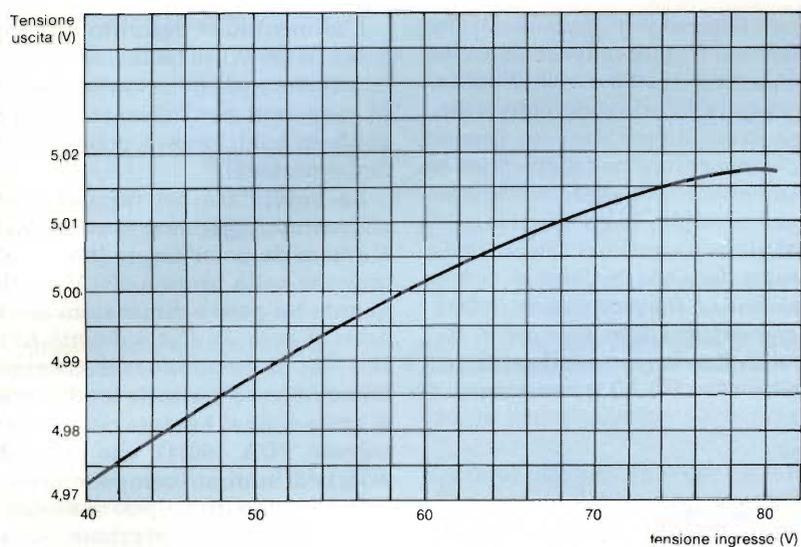



Fig. 12 - Tensione d'uscita (V) in funzione della tensione d'ingresso.

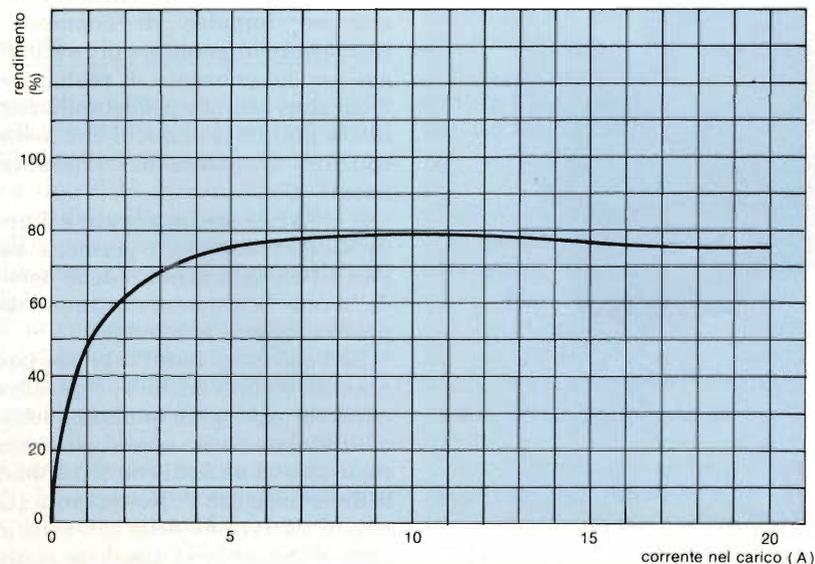



Fig. 13 - Rendimento in % in funzione della corrente nel carico (A).

quenza possono essere le alette di raffreddamento di TR1 e dei diodi Schottky, se non si prendono particolari precauzioni. In particolare, l'aletta di raffreddamento del transistore deve essere collegata al terminale negativo della tensione di ingresso. Il POWER-MOS dovrà essere allora isolato dall'aletta tramite l'apposita piastrina isolante, che deve essere di materiale tale da ridurre al minimo la capacità tra il drain di TR1 e l'aletta (alumina).

L'aletta di raffreddamento dei diodi Schottky sarà invece collegata ai catodi dei diodi stessi che pertanto non dovranno essere isolati. È questo il motivo per cui la bobina d'arresto è inserita nella linea di uscita negativa anzichè in quella positiva come si fa di solito. Questo consente all'aletta di essere collegata all'uscita + 5 V dell'alimentatore; ciò evita che la stessa funzioni da generatore di interferenza a radiofrequenza.

I nuclei del trasformatore T1 e della bobina di arresto L2 saranno collegati rispettivamente alle masse del primario e del secondario di T1 (vedi *figura 3*).

Il nucleo di T1 viene collegato alla massa del primario in quanto le capacità parassite tra primario e nucleo sono maggiori di quelle tra secondario e nucleo (vedi *figura 5*). In questo modo le correnti capacitive tornano al loro luogo di origine.

La disposizione finale dei componenti si può vedere dalle fotografie dell'alimentatore. Con tale disposizione si ottengono in uscita impulsi di ampiezza non superiore ai 50 mV_{pp} e un ripple di 10 mV RMS. In ingresso avremo un ripple di 1 mV RMS e un'ampiezza degli impulsi di 1 V_{pp}.

Prestazioni dell'alimentatore

Per finire vediamo ora alcune caratteristiche dell'alimentatore descritto. Affinchè il sistema sia stabile, occorre che il guadagno d'anello abbia un sufficiente margine di guadagno e di fase (vedi *figura 10*). Queste misure sono state fatte iniettando un piccolo segnale di errore nei terminali che controllano l'uscita a 5 V e misurando la variazione della tensione di uscita. Il grafico è relativo ad una tensione di ingresso di 70 V. Con tensioni minori, tali margini migliorano. In *figura 11* e *12* sono indicate le variazioni della tensione di uscita in funzione della corrente nel carico (A) e della tensione d'ingresso (V). In *figura 13* è illustrato l'andamento del rendimento dell'alimentatore in funzione della corrente d'uscita. ■

Per piccole apparecchiature consumer

ALIMENTATORE STABILIZZATO "VOLANTE" DA 30 W

È un alimentatore stabilizzato munito di spina da inserire direttamente nella presa della tensione della rete. Il valore della rete può andare da 90 a 270 V. Lavora a frequenza e a ciclo di utilizzazione variabile (da 20 a 70 kHz). Può fornire due tensioni d'uscita: 12 V/2 A e 44 V/10 mA. È munito di sistemi antidisturbo.

E. Paulik, F. Günter, - Siemens S.p.A.

Negli alimentatori stabilizzati che devono fornire potenze di uscita comprese tra 60 e 150 W solitamente viene utilizzato come convertitore il tipo ad oscillatore bloccato. Questo tipo di "convertitore" si è dimostrato la soluzione ideale, in quanto molto semplice, per esempio, negli alimentatori stabilizzati impiegati nel settore della televisione. Quando le potenze richieste superano i 6 A è però meglio ricorrere ai convertitori tipo forward e flyback semplici o in configurazione push-pull per i quali è stato realizzato il circuito integrato di comando e regolazione TDA 4718 (1).

Fig. 1 - Prototipo di alimentatore stabilizzato da inserire nella presa della tensione della rete. Pesa 400 g. Accetta tensioni di rete che possono andare da 90 a 270 V. La potenza di uscita s'aggira sui 30 W.

L'alimentatore descritto è di piccola potenza (30 W) ed ha il pregio di offrire la soluzione ideale in molte applicazioni consumer per l'alimentazione delle quali, in qualche caso, potevano sorgere dei problemi.

La novità sta nel fatto che questo alimentatore può essere strutturato in maniera da poter essere inserito direttamente nella presa a 220 V, 50 Hz, in quanto ha peso e dimensioni molto ridotte (*figura 1*). Ciò è dovuto al fatto che per il comando del transistore-interruttore, e per tutte le altre misure di protezione si è potuto ricorrere all'integrato TDA 4601D, che permette di ridurre al minimo i componenti esterni.

Questo integrato può lavorare con frequenze di commutazione comprese tra 20 e 70 kHz, e ovviamente con un ciclo di utilizzazione variabile (e cioè con un impulso di comando del transistore-interruttore più o meno lungo) per cui consente di realizzare alimentatori con campi di stabilizzazione molto più ampi di quelli che lavorano con una frequenza di commutazione fissa.

Il convertitore impiegato è il tipo ad oscillatore bloccato, e permette quindi una netta separazione della tensione della rete. Le tensioni continue d'uscita possono essere una o due.

La tensione di rete d'ingresso può andare da 90 fino a 270 V, e questo è un notevole vantaggio qualora questo alimentatore dovesse essere, per esempio, esportato in nazioni con tensioni di rete diverse da 220 V. Nonostante questa ampia variazione della tensione alternata d'ingresso, la tensione continua d'uscita risulta stabilizzata entro ± 1,5% dei valori previsti.

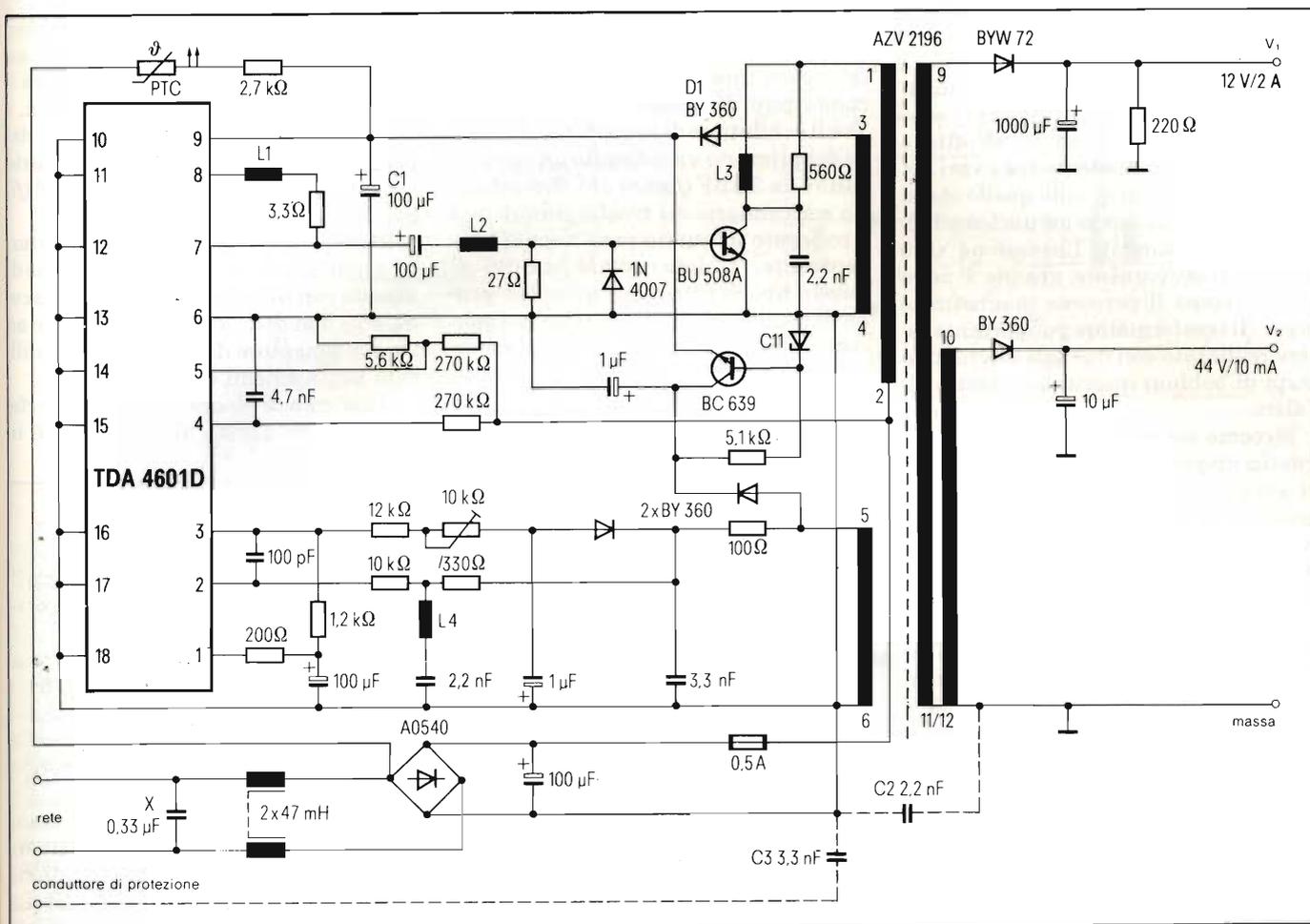



Fig. 2 - Schema dell'alimentatore stabilizzato a spina. Può lavorare con tensioni di rete che possono andare da 90 a 270 V. Per l'attuazione del sistema antidisturbo "classe II" è sufficiente il condensatore C2 (C3 può mancare). Il sistema antidisturbo "classe 1" prevede l'utilizzo del conduttore di protezione della presa "schuko" e il collegamento di C3. (C2 può mancare).

Il carico può variare da 0 al 100%; sono infatti previste misure contro i pericoli di cortocircuito, di funzionamento a vuoto e di sovraccarico.

Il circuito

È semplice e corrisponde più o meno a quelli realizzati con il noto integrato TDA 4600, l'edizione cioè che ha preceduto il tipo TDA 4601D (*figura 2*).

È stato detto che questo alimentatore stabilizzato ammette tensioni alternate d'ingresso che possono andare da 90 a 270 V.

Per ottenere questa interessante caratteristica occorre però introdurre le seguenti particolarità circuitali.

Il resistore a coefficiente di temperatura positivo (PTC), produce, fintantochè rimane freddo (e cioè per pochi secondi) la corrente necessaria per caricare il condensatore C1 in modo che questo possa fornire al circuito integrato (terminale 9) una tensione di alimentazione di 12 V. Solo dopo questi istanti, l'integrato sarà in grado di applicare sulla base del transistore-interruttore BU 508A i primi impulsi di comando. Dopodichè, la vera alimentazione dell'integrato avverrà tramite l'avvolgimento 3-4 del trasformatore e il diodo D1 (BY360). Il senso di questo avvolgimento permette di avere una tensione continua stabilizzata, o meglio gli impulsi di tensione applicati al condensatore elettrolitico d'uscita si susseguiranno ora così velocemente da mantenerlo costantemente carico.

Se per la tensione di alimentazione dell'integrato (terminale 9) si utilizza, come appunto avviene in questo caso, "la fase stabilizzata", si avrà il vantaggio che questa si manterrà invariata, nonostante la tensione alternata d'ingresso possa variare da 90 a 270 V (*figura 3*).

Questo sistema di alimentazione presenta però uno svantaggio ed è questo: la carica immagazzinata nell'elettrolitico C1 non sempre è sufficiente ad assicurare l'avvio del funzionamento del convertitore. Per ovviare a questo inconveniente si è ricorsi al transistore BC 639, il quale provvede anch'esso a fornire nella fase di avvio del convertitore, una tensione continua di alimentazione dell'integrato (terminale 9).

Questa tensione viene ricavata dai terminali 5-6 del trasformatore; naturalmente, una volta eseguito questo compito (e cioè dopo che il convertitore ha preso a funzionare), il transistore verrà bloccato da un diodo zener da 11 V collegato nella sua base.

Il partitore formato da 270 kΩ e 5,6 kΩ facente capo al terminale 5 dell'integrato, serve a proteggere l'integrato quando la tensione della rete assume valori troppo bassi.

In questo alimentatore viene impiegato come transistore-interruttore il tipo BU 508, un bipolare correntemente impiegato negli stadi finali di riga TV.

Si sta studiando in laboratorio una versione di questo alimentatore dove come transistore-interruttore verrà impiegato un SIPMOS (e cioè un MOS di potenza), e come integrato pilota, il tipo TDA 4605.

Il trasformatore

Per il trasformatore è stato scelto un nucleo di ferrite RM72.

Con questo tipo di nucleo si ottiene infatti un accoppiamento tra i vari avvolgimenti, buono quanto quello che si otterrebbe utilizzando un nucleo ad olla (e cioè rotondo). La sezione (140 mm^2) è relativamente grande e nello stesso tempo il percorso magnetico è breve. Il trasformatore può pertanto essere realizzato con due soli rocchetti (o corpi di bobina) inseriti uno dentro all'altro.

Siccome nei nuclei RM, i campi magnetici dispersi sono di poca entità non ci sarà bisogno di sistemare al loro esterno la nota spira di cortocircuito (una striscetta di rame) come invece occorre fare quando si impiegano nuclei ad E.

La *figura 4* indica le variazioni del carico alla tensione d'uscita a 12 V in funzione di differenti valori della tensione della rete.

Filtro antidisturbi

Può essere realizzato in due maniere (*figura 5*), a seconda se si vuole attuare il sistema di bloccaggio delle interferenze detto di "prima classe" o di "seconda classe".

Trattandosi di un alimentatore stabilizzato che va collegato alla rete tramite spina, e se la presa-spina è del tipo "schuko", è possibile utilizzare il conduttore di protezione di cui è munita detta presa.

Il coperchio di protezione di questo alimentatore deve avere uno strato metallizzato interno che va collegato al conduttore di protezione della presa. Tra il conduttore di protezione e la massa del primario va collegato un condensatore da 3,3 nF (*figura 5b*). Tra primario e secondario del trasformatore non è collegato in questo caso nessun condensatore. L'alimentatore munito di questo tipo di filtro sarà quindi in grado di soddisfare le esigenze delle apparecchiature da ufficio. Naturalmente potrà essere utilizzato anche per alimentare radioricevitori, televisori e videoregistratori.

Volendo attuare il sistema di bloccaggio delle interferenze detto di "seconda classe" basterà non utilizzare il conduttore di protezione della presa, e collegare la schermatura interna del coperchio alla massa del secondario tramite un condensatore da 2,2 nF (*figura 5c*).

In entrambi i casi, il filtro antidisturbo è realizzato con due piccole bobine di arresto con induttanza di 47 μH ciascuna e 16 mm di diametro unitamente ad un condensatore da 0,33 μF come indicato negli schemi delle figure b e c.

Il sistema di bloccaggio delle interferenze r.f. di questo alimentatore è in

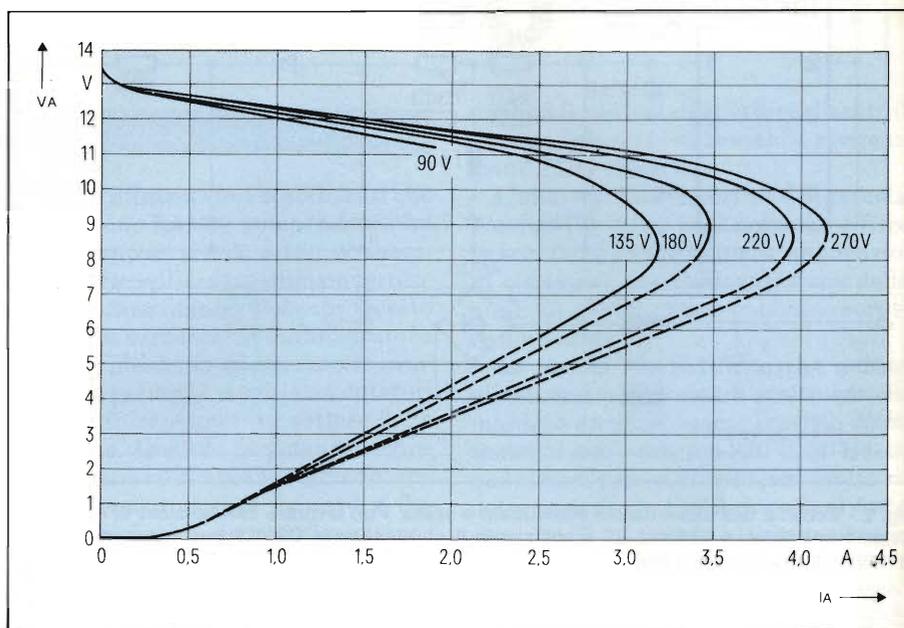



Fig. 4 - Variazione della tensione di uscita di 12 V in corrispondenza di differenti valori della tensione di rete d'ingresso.

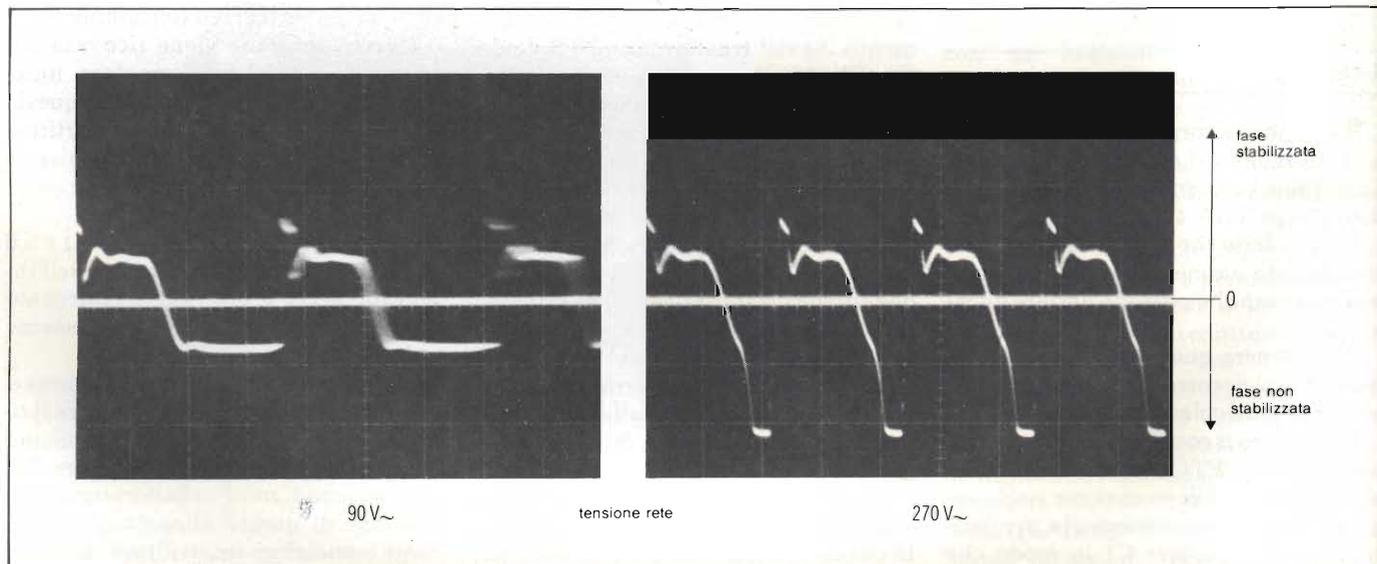



Fig. 3 - Oscillogrammi delle tensioni presenti ai terminali 3-4 del trasformatore. Al variare della tensione della rete variano sia la frequenza di lavoro dell'alimentatore sia il ciclo di utilizzazione. La fase stabilizzata (parte superiore dell'impulso) mantiene l'ampiezza costante; al contrario, la fase non stabilizzata (parte inferiore dell'impulso) varierà il suo valore di picco al variare della tensione della rete.

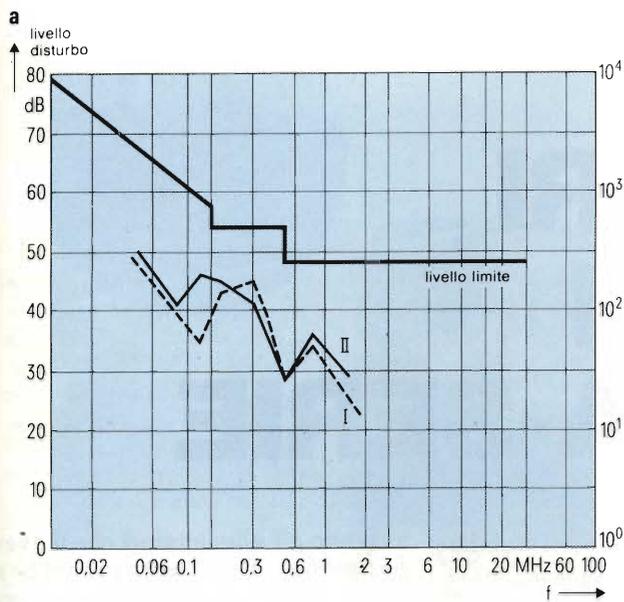
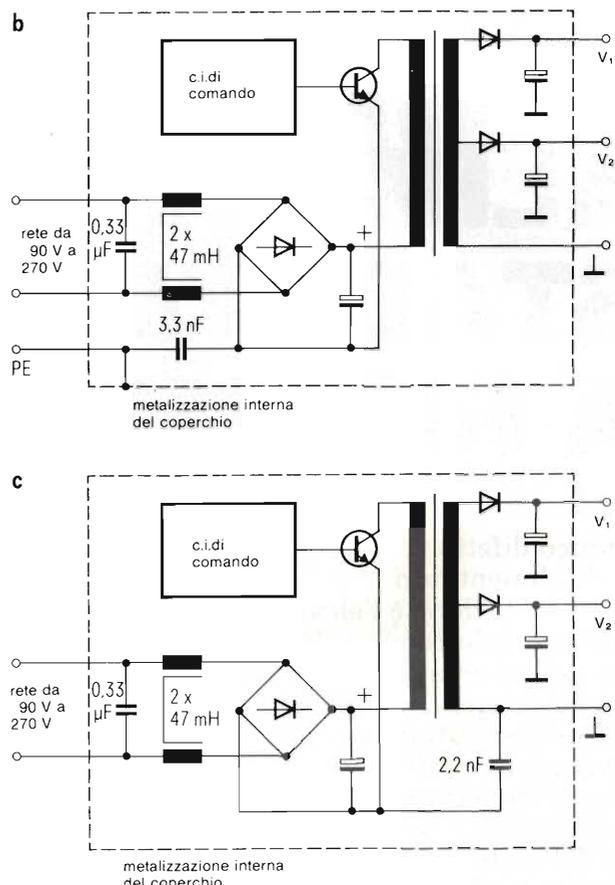



Fig. 5 - Circuiti-antidisturbo attuabili nell'alimentatore stabilizzato a spina. a) il grafico in tratto marcato indica il massimo valore di disturbo ammesso stabilito dalle norme VDE 0871-classe B. I grafici I e II in basso, stanno ad indicare il livello di disturbo irradiato dall'alimentatore stabilizzato a spinotto a seconda che questo sia stato munito del circuito antidisturbo classe I b (in alto), oppure di quello c classe II (in basso).

definitiva molto più semplice di quello dei convenzionali alimentatori a commutazione. Esso offre inoltre un altro vantaggio: essendo un alimentatore a spina viene automaticamente a trovarsi lontano da altre apparecchiature, per cui i disturbi di natura elettrica e magnetica che inevitabilmente esso irradia non potranno raggiungere facilmente, per esempio, una presa di antenna, un'antenna in ferrite oppure la testina di un registratore audio o video.

Possibilità d'impiego

Si possono elencare le seguenti:

— *Come alimentatore di corrente*

per videoregistratori, telecamere, unità Hi-Fi, macchine da scrivere, copiatrici, personal computer, home computer, sistemi di azionamento per dischetti memoria (floppy), stampanti, plotter, strumenti di prova e di misura.

— *Come carica-batterie con tensione di uscita stabilizzata*

per la ricarica di accumulatori al nichel-cadmio e al piombo, e per la ricarica veloce di celle al nichel-cadmio. Apparecchi con accumulatore scarico possono essere subito rimessi in funzione: basta collegarli a questo alimentatore a spinotto.

Dati tecnici

Tensione d'ingresso:
V_{rete} = da 90 a 270 V
f = 50/60/Hz

Potenza d'uscita:

P_0 = da 0 a 30 W

Tensioni d'uscita:
una oppure due
per esempio,

$V_1 = +12$ V/da 0 fino a 1,5 A
$V_2 = +5$ V/da 0 fino a 2,0 A
oppure
V = 30 V/da 0 fino a 1 A

L'alimentatore è automaticamente protetto sia nel caso venga a mancare il carico (funzionamento a vuoto) sia se vengono messi in corto i suoi terminali di uscita. Pesa circa 400 g. Le dimensioni del prototipo di laboratorio (esclusi gli spinotti) sono: 120 mm (lunghezza) x 65 mm (larghezza) x 55 mm (altezza).

Ovviamente, è possibile, previo cambio del trasformatore di uscita e del sistema di raddrizzamento e spianamento della tensione di uscita, ottenere da questo alimentatore anche altri valori della tensione continua d'uscita. La massima corrente d'uscita ammonta in ogni caso a 2,5 A. ■

Bibliografia

(1) A. Hauenstein/Föring - *Alimentatore switching a più uscite* **SELEZIONE di tecniche elettroniche** - N. 5/1984 pag. 84.

ALIMENTATORI STABILIZZATI A RISONANZA-SERIE

L'unico difetto degli alimentatori a commutazione è l'elevato livello di interferenze (EMI) che essi irradiano sia in rete che nell'etere. Il problema della schermatura assume pertanto in questi casi una grande importanza. Questo inconveniente deriva proprio dal fatto che sono alimentatori "a commutazione", che lavorano cioè con tensioni e correnti pressochè squadrate. Si stanno pertanto indagando altri principi su cui far lavorare un alimentatore stabilizzato. In questo articolo viene presentato un alimentatore di normale produzione della Hewlett-Packard, che lavora con onde sinusoidali a 200 kHz e impiega come interruttori due MOS di potenza "dedicati".

R. Myers e Robert Peck, Hewlett-Packard

I pregi degli alimentatori stabilizzati a commutazione sono noti, e negli articoli che **Selezione**, in questo questo "speciale", ha dedicato a questo soggetto sono stati ampiamente illustrati. Naturalmente, nel tessere questi elogi ci si riferiva ai difetti che avevano gli alimentatori che li avevano preceduti. Ora ci accorgiamo che anche realizzare un alimentatore a commutazione non è poi tanto facile. Indubbiamente, i nuovi MOS di potenza hanno eliminato tanti problemi che sorgevano con i bipolari.

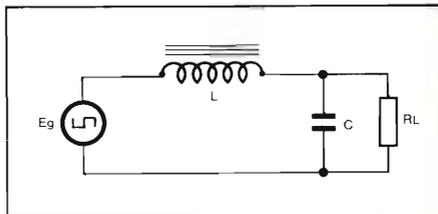



Fig. 1 - Principio di funzionamento del sistema di stabilizzazione della tensione d'uscita negli alimentatori HP serie 65000 A. Il circuito oscillante trasforma l'onda quadra in sinusoidale e nello stesso tempo, variando la sua frequenza di lavoro, provvede a stabilizzare la tensione ai capi del carico R_L.

Anche la realizzazione del trasformatore, ora che è stato introdotto il sistema ETD, (di cui si parla diffusamente in altra parte di questa rivista) non è poi un problema tanto ostico.

Resta comunque un fatto incontestabile: l'alimentatore stabilizzato a commutazione, proprio perchè lavora con correnti pressochè squadrate, e quindi ricche di armoniche, è fonte di segnali disturbanti che si propagano sia attraverso l'etere sia attraverso la rete di alimentazione. Indubbiamente, gli schermi e i filtri rendono meno scottante questo problema. Esso comunque rimane, e l'inquinamento dell'etere e del

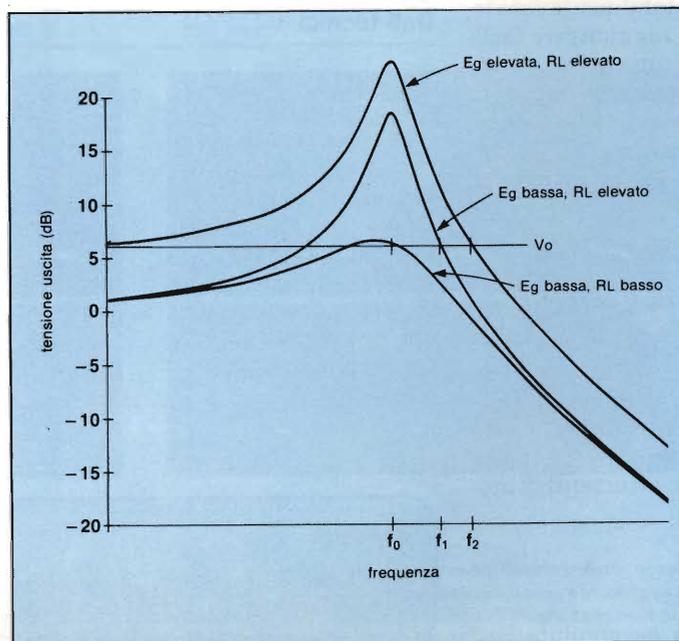
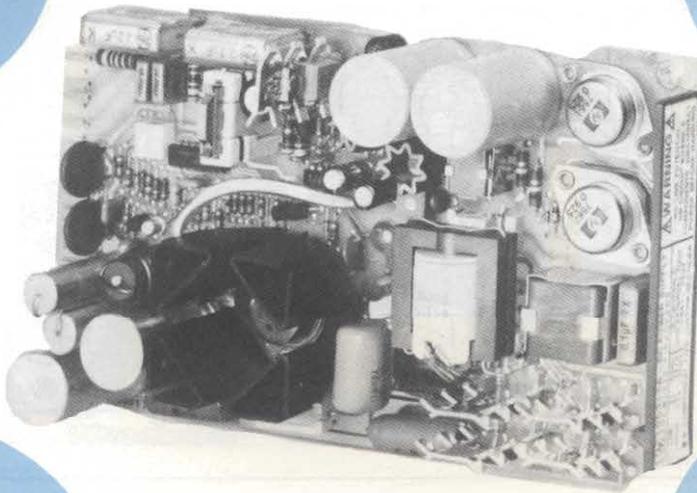
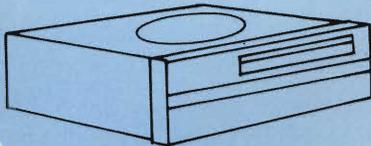
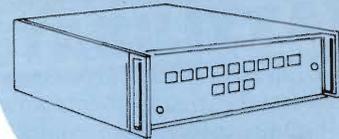



Fig. 2 - Curve di risonanza del circuito oscillante di figura 1. È la variazione della frequenza del generatore (f_0, f_1 e f_2) che permette di mantenere costante la tensione d'uscita V_o dell'alimentatore nonostante possano variare la tensione della rete e il carico.

Il principio di funzionamento degli alimentatori "open-frame" Hewlett-Packard, serie 65000A, è completamente diverso da quello dei convenzionali alimentatori a commutazione. La loro caratteristica è quella di produrre un basso livello di interferenze EMI in quanto lavorano con onde sinusoidali. La stabilizzazione della tensione d'uscita è ottenuta mediante un sistema a variazione della frequenza e non del ciclo di utilizzazione (PWM). Vengono impiegati per l'alimentazione di modem, periferiche EDP, floppy-disc e nel settore della strumentazione.

la rete che esso produce può disturbare non poco le apparecchiature digitali che si trovano nelle vicinanze.

Si tentano nuove vie

Il sistema più semplice per eliminare le interferenze EMI (EMI = Electro Magnetic Interference) sarebbe quello di ritornare a lavorare con onde sinusoidali e non squadrate. Già qualche tempo fa la Philips-Elcoma presentò un suo studio di alimentatore a risonanza in serie (SRPS = Series Resonant Power Supply), che lavorava con onde sinusoidali ma richiedeva un interruttore di potenza. Ora questo interruttore, questa società lo ha, ed è il GTO ed aspettiamo che improvvisamente, com'è suo costume, ci presenti non uno studio ma un prototipo, o meglio una piccola serie di alimentatori stabilizzati capaci di dare le stesse prestazioni di quelli a commutazione ma che non presentano l'inconveniente delle interferenze R.F.

La Hewlett-Packard si è già mossa

Essa ha infatti presentato sul mercato una serie di alimentatori stabilizzati (la serie 65000A) che lavorano con onde sinusoidali alla frequenza di 200 kHz. Questa stessa società ha realizzato un MOS di potenza proprio per questo impiego. Questi alimentatori possono lavorare con tensioni di rete a 120 V o a 240 V. Sono di ridotte dimensioni; hanno più uscite, e per ora sono dimensionati per fornire una potenza d'uscita di 50 W, sufficienti comunque per soddisfare le esigenze di molte apparecchiature digitali, sistemi di telecomunicazioni, sistemi di misura, periferiche per sistemi a microprocessore ecc.

Principio di funzionamento

Il sistema di conversione e di regolazione introdotto nella serie 65000 A elimina gran parte dei problemi introdotti dalla induttanza dispersa del trasformatore e ben noti ai progettisti dei convenzionali alimentatori a commutazione. Onde quadre con frequenze compresa tra 165 e 200 kHz vengono *trasformate in onde sinusoidali*, e questa trasformazione rientra nel quadro del sistema di stabilizzazione della tensione di uscita che si vuole ottenere.

Questo originale sistema di stabilizzazione o regolazione può facilmente essere compreso se teniamo sottocchio lo schema di principio di *figura 1* e le curve di *figura 2*.

Il circuito di *figura 1* è un normale circuito risonante in serie alimentato da un generatore di *onde rettangolari* (E_g). La caratteristica passa-basso di questo circuito oscillante *filtra* effettivamente l'onda quadra e la trasforma in onda sinusoidale.

Per semplificare il discorso supponiamo che il generatore produca un'onda sinusoidale avente la stessa ampiezza della frequenza fondamentale dell'onda quadra. Questa approssimazione consente di utilizzare le normali formule semplificando considerevolmen-

Fig. 3 - Schema di principio completo degli alimentatori stabilizzati della serie 65000 A prodotti dalla Hewlett Packard.

te il calcolo matematico. Il resistore R_L rappresenta il carico applicato all'uscita dell'alimentatore; esso comprende inoltre le perdite del raddrizzatore, del transistore-interruttore e le perdite magnetiche.

L e C sono gli elementi immagazzinatori di energia del circuito oscillante.

Se la frequenza del generatore, f_g, è uguale alla frequenza di risonanza del circuito (f_o), e se la resistenza di R_L è abbastanza grande, ai capi di R_L avremo una tensione molto elevata. Via via però che la frequenza del generatore aumenta (*f1*, *f2*) la tensione ai capi di R_L (tensione d'uscita) tenderà a diminuire asintoticamente nella misura di 12 dB/ottava, come appunto indicato in *figura 2*.

Se il generatore è un oscillatore controllato in tensione (VCO) la cui frequenza più bassa corrisponde alla frequenza di risonanza del circuito oscillante, si comprende facilmente che avremo trovato un sistema molto semplice per controllare (o variare) la tensione presente ai capi di R_L. Basterà raddrizzare e filtrare questa tensione e avremo la tensione d'uscita stabilizzata dell'alimentatore. Man mano che diminuisce la corrente prelevata dall'alimentatore (aumenta cioè R_L), il fattore di merito Q del circuito oscillante tenderà ad aumentare e il circuito di controllo farà aumentare f_g, mantenendo in questo modo su un valore costante la tensione d'uscita. Ovviamente, se l'uscita viene messa in corto ($R_L = 0$), la corrente d'uscita e la corrente in E_g verranno limitati dall'induttore di risonanza L. Questo sistema di limitazione della corrente, insito a questo circuito, è molto importante, e semplifica i circuiti di controllo.

Se questa tecnica di conversione di onde quadre in onde sinusoidali viene confrontata con quella classica a modulazione di impulso (PWM) degli alimentatori a commutazione, si vede che in questo caso si utilizzano nei circuiti di pilotaggio e di controllo da 25 al 33% in meno di componenti. Si riscontra inoltre una diminuzione dai 15 ai 20 dB in meno di interferenze (EMI) rispetto agli alimentatori switching "open frame (e cioè senza schermi).

Il circuito pratico

È riportato anch'esso schematizzato in *figura 3*. Il "cuore" di questo alimentatore sono i due MOS di potenza appositamente studiati e realizzati per questo impiego; funzionano da transistori interruttori comandati dal generatore (clock).

Le onde quadre in uscita da questi due MOS hanno un'ampiezza di 340 V da picco a picco e vanno a pilotare il *circuito risonante in serie* formato in questo caso dall'induttore L1, dall'induttanza dispersa del trasformatore e dalla capacità riflessa di C3. (L'induttanza dispersa, sorgente di problemi negli alimentatori switching, qui viene invece utilizzata e accorpata all'induttanza di L1).

La frequenza nominale del generatore che pilota i MOS viene fissata su un valore superiore a quello della frequenza di risonanza del circuito oscillante. La regolazione o meglio la stabilizzazione della tensione d'uscita si realizza quindi con un sistema a modulazione di frequenza.

Quando il circuito di controllo abbassa la frequenza del clock, e di conseguenza la frequenza con cui aprono /chiudono i MOS di potenza, la tensione ai capi del condensatore C3 tende ad aumentare e di conseguenza aumenterà anche la tensione d'uscita (V1) raddrizzata e filtrata. Quando invece il clock aumenta la sua frequenza, la ten

Bibliografia

(1) Hewlett-Packard Journal - *200 kHz Power FET Technology in new modular power supply* (disponibile a richiesta).
(2) E.B.C. Nijhof e W. Evers - *Introduction to resonant-series power supply* (disponibile a richiesta).

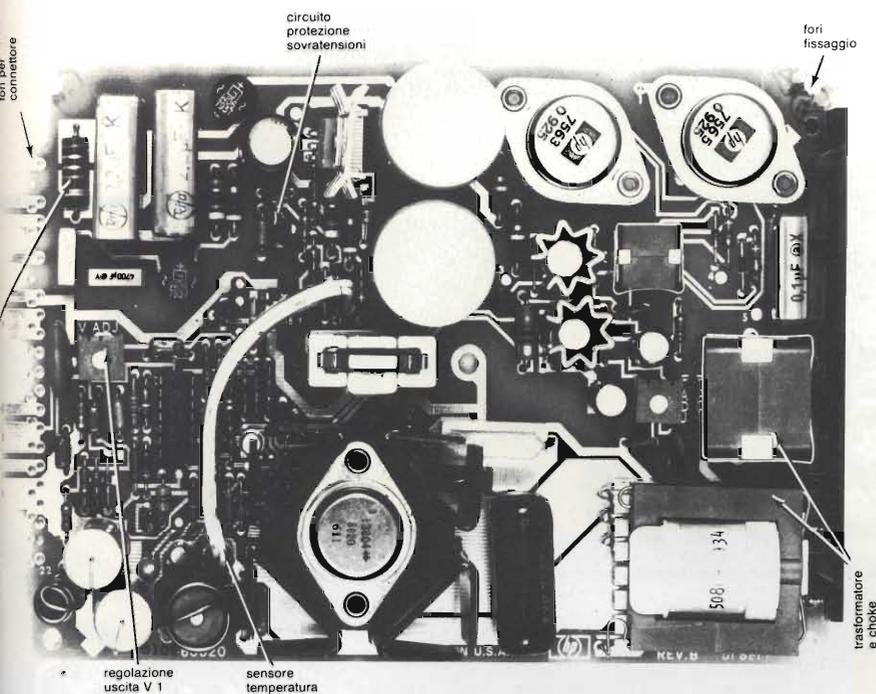



Fig. 4 - Alimentatore stabilizzato HP 65105 A ad una sola uscita (5 V / 10 A). Le tensioni d'ingresso possono andare da 87/127 e 174-250 Vefficaci.

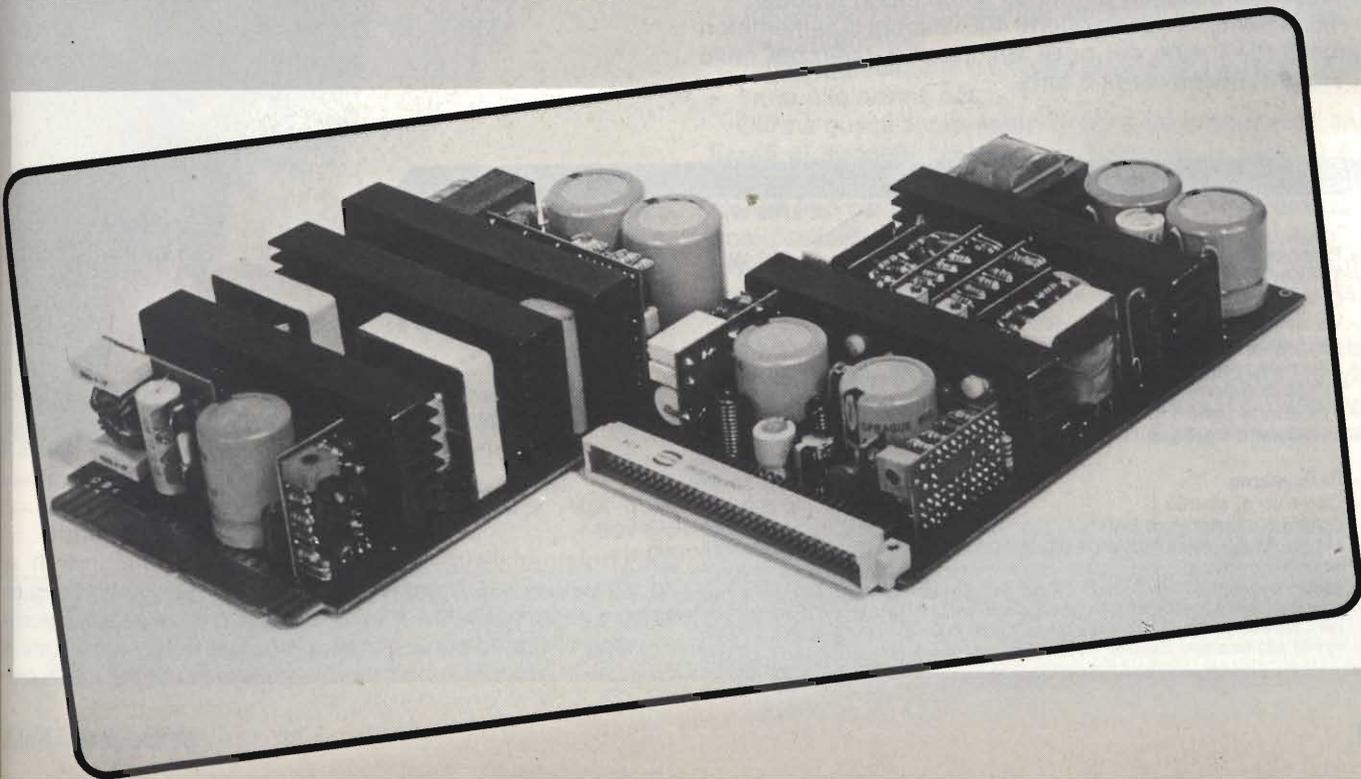
sione d'uscita V1 tenderà a diminuire. Il circuito di controllo regola in pratica il valore della frequenza del clock in maniera che la tensione d'uscita V1 varierà appena dello 0,1% al variare del carico e della tensione della rete.

In questo schema di principio è indicata una sola tensione d'uscita. In pratica, la serie dei regolatori HP serie 65000 A possiede più uscite. Alcune non hanno la stabilizzazione dell'uscita principale, altre inseriscono tra uscita e carico un circuito integrato regolatore, ed allora la relativa tensione d'uscita presenterà una variazione del 2% al variare della tensione della rete e del carico.

ALIMENTATORI STABILIZZATI
EURO POWER MODULES

La ITAL POWER produce una vasta gamma di alimentatori stabilizzati su scheda eurocard. Le potenze d'uscita fornite vanno da 25 W a 100 W. Le tensioni di uscita possono essere singole o multiple.
Questi alimentatori lavorano su frequenze dell'ordine dei 100 kHz e utilizzano come transistore-interruttore il tipo MOSFET.
Le uscite sono tutte stabilizzate. Il rendimento supera l'80%. Sono muniti di sistemi contro sovracorrenti e sovratensioni. Il sistema di protezione impiegato è il classico "crow-bar". Subiscono in fabbrica una "bruciatura" di 24 ore a +70°C. L'MTBF supera le 50.000 ore. Tutti posseggono un filtro EMI sull'ingresso rete.

Ulteriori informazioni vanno richieste a:

ITAL POWER S.p.A.
att. Primi Giovanni
Via G.B. Gandino, 38
12042 BRA (CN) - Tel. 0172/415373

Per impieghi industriali, trattamento dati, telecomunicazioni

400 TIPI DI ALIMENTATORI STABILIZZATI FRAKO

La FRAKO, rappresentata in Italia dalla Vianello S.p.A., iniziò la sua attività a Francoforte nel lontano 1928 producendo condensatori a carta, elettrolitici e condensatori di potenza per impieghi professionali. In un secondo tempo, questa società avviò a Teningen la produzione di alimentatori stabilizzati destinati all'industria, al settore trattamento dati e a quello delle telecomunicazioni, produzione quest'ultima che attualmente rappresenta l'attività principale di questa azienda.

È stata la consapevolezza che un buon alimentatore costituisce il "cuore" di qualsiasi apparecchiatura professionale e industriale che ha spinto la FRAKO, fin dall'inizio, a progettare e a realizzare alimentatori stabilizzati capaci di soddisfare le più diversificate esigenze richieste dalle suddette apparecchiature. Di conseguenza, affidabilità, capacità di ottemperare a tutte le norme EMC (Electro Magnetic Compatibility) e EMP (Electro Magnetic Pulse) riguardanti gli alimentatori stabilizzati, costituiscono le caratteristiche peculiari di tutti gli alimentatori prodotti.

Attualmente vengono offerte 400 versioni di alimentatori stabilizzati, il 40% dei quali sviluppati e realizzati nello scorcio di questi ultimi 3 anni.

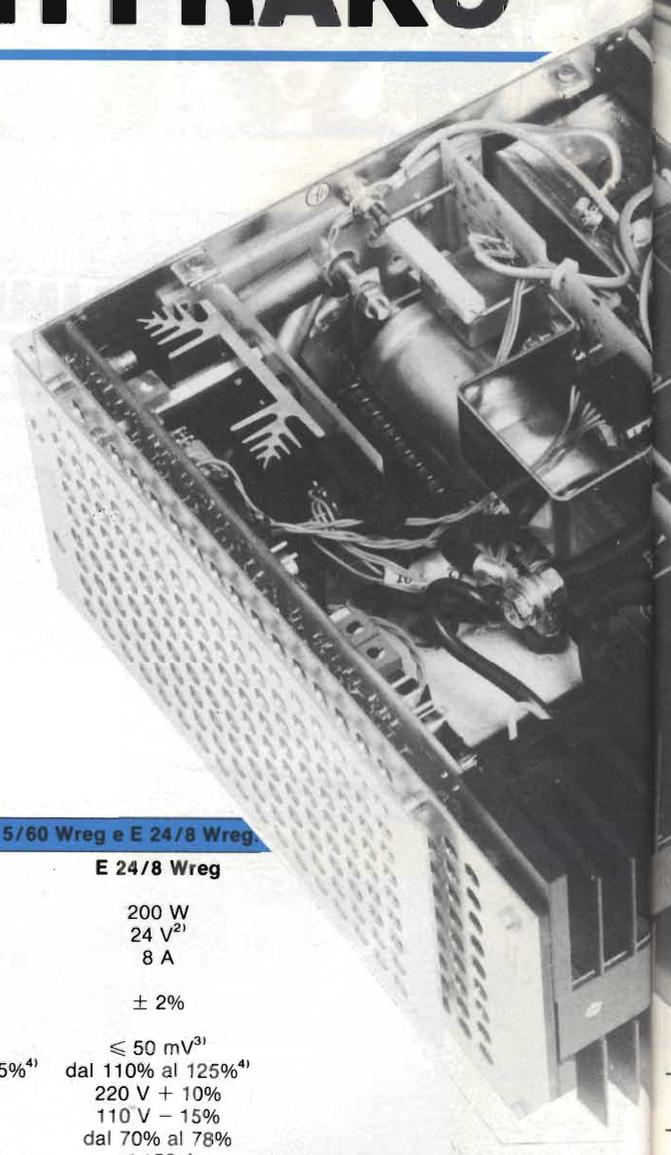
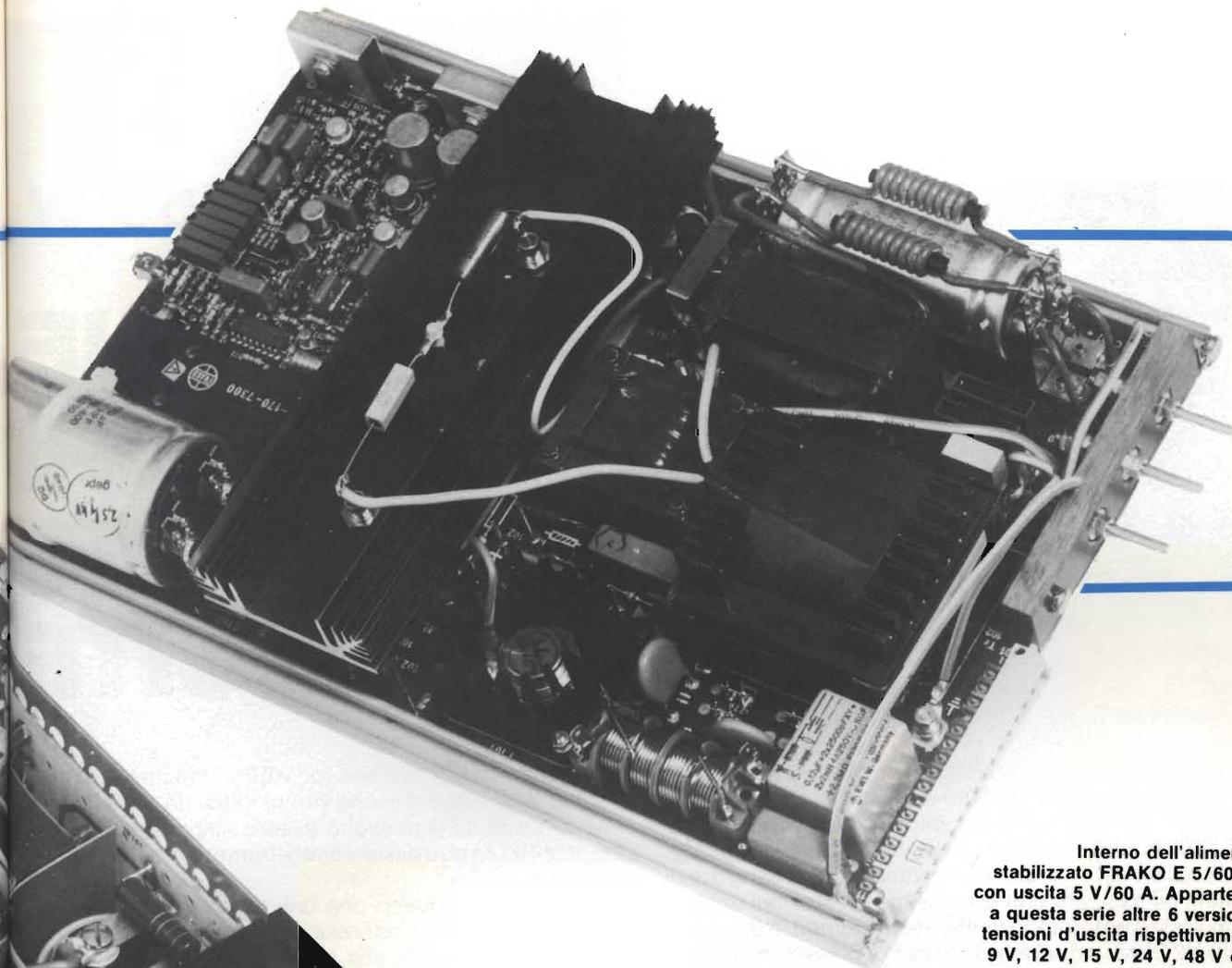
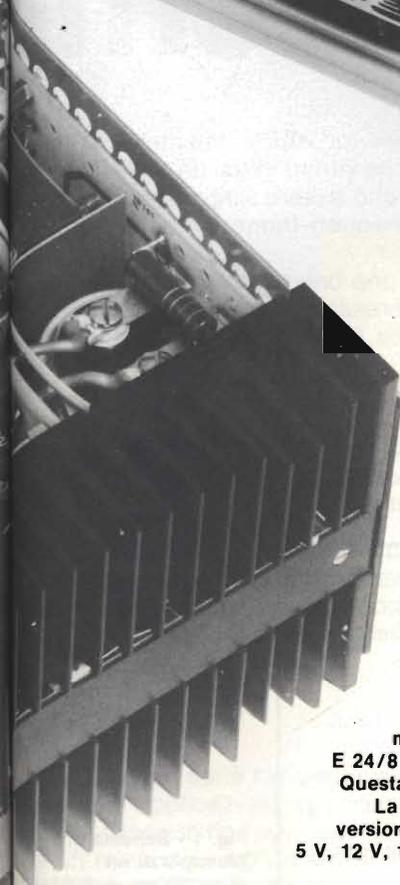



Tabella 1 - Dati caratteristici più significativi degli alimentatori FRAKO E 5/60 Wreg e E 24/8 Wreg.

	E 5/60 Wreg	E 24/8 Wreg
— Potenza d'uscita	300 W	200 W
— Tensione d'uscita	5 V[1]	24 V[2]
— Corrente d'uscita	60 A	8 A
— Variazione della tensione d'uscita al variare del carico e della tensione della rete	± 1%	± 2%
— Alternata residua sulla tensione continua all'uscita (ripple)	⩽ 50 mV[3]	⩽ 50 mV[3]
— Protezione contro le sovratensioni	regolabile dal 110% al 125%[4]	dal 110% al 125%[4]
— Tensione d'ingresso	220 V + 10% − 15%	220 V + 10% 110 V − 15%
— Rendimento	dal 70% all'80%	dal 70% al 78%
— Corrente di spunto	⩽ 200 A	⩽ 150 A
— Livello d'interferenza EMI	a norme VDE	
— MTBF (Mean Time Before Failure)	50.000 ore	

1) appartengono a questa serie altri 6 tipi con tensioni di correnti di uscita rispettivamente e 9 V/30 A, 12 V/25 A, 15 V/20 A, 24 V/12 A, 48 V/6 A e 60 V/5 A;
2) appartengono a questa serie altri 6 tipi con tensioni di correnti d'uscita rispettivamente e 5 V/30 A, 12 V/15 A, 15 V/12 A, 20 V/10 A, 48 V/4 A e 60 V/3 A;
3) per i tipi con tensione d'uscita elevata ⩽ 100 mV;
4) ripetto alla tensione d'uscita.

Interno dell'alimentatore stabilizzato FRAKO E 5/60 Wreg, con uscita 5 V/60 A. Appartengono a questa serie altre 6 versioni con tensioni d'uscita rispettivamente di 9 V, 12 V, 15 V, 24 V, 48 V e 60 V.

Vista interna dell'alimentatore stabilizzato FRAKO E 24/8 Wreg con uscita a 24 V/8 A. Questa serie comprende 7 versioni. La potenza d'uscita di ciascuna versione è 200 W. Le tensioni sono: 5 V, 12 V, 15 V, 20 V, 24 V, 48 V e 60 V.

Le versioni principali comprendono:
- alimentatori stabilizzati previsti per funzionare in parallelo a batterie tampone (gruppi di continuità);
- convertitori cc/cc;
- alimentatori per sistemi PABX (Private Automatic Branch Exchange).

Il principio di funzionamento di questi alimentatori varia a seconda delle finalità dell'alimentatore. Esso va dal sistema classico a commutazione (switching) attuato da un transistore-interruttore di potenza al sistema di regolazione della tensione realizzato mediante tiristore, ecc...

La FRAKO ha effettuato un attento esame delle esigenze di mercato degli alimentatori. Di conseguenza, essa è oggi in grado di venire incontro senza difficoltà ai bisogni dei settori:
- industriale e strumentazione;
- trattamento dati (computer, personal computer e relative periferiche);
- telecomunicazioni e militare (alcune versioni ottemperano alle norme MIL).

Oltre a questi alimentatori di normale produzione, finalizzati ai suddetti campi di applicazione, la FRAKO è in grado di realizzare anche alimentatori "custom", capaci di fornire le prestazioni specificate dal cliente interessato ad una particolare applicazione. Nel settore "custom" la FRAKO ha raggiunto una notevole specializzazione per cui attualmente ben il 70% della sua produzione risulta di questo tipo.

Nelle due fotografie sono stati riportati due alimentatori stabilizzati significativi della produzione FRAKO con potenza d'uscita rispettivamente di 200 W e 300 W rispettivamente. Le loro caratteristiche principali sono riportate nella tabella 1. ■

Ulteriori informazioni possono essere richieste a:
Vianello S.p.A.
Via Tommaso da Cazzaniga, 9/6
20121 Milano
Tel. 02/6596171 (5 linee).

Potenza d'uscita da 15 W a 750 W

NUOVA GENERAZIONE DI ALIMENTATORI SWITCHING A PIU' USCITE

La KEC electronics, rappresentata in Italia dalla ADREP s.r.l., è una azienda che ha fatto dell'alimentatore stabilizzato un prodotto sul quale da tempo è rivolta l'attenzione degli OEM di tutto il mondo. Ciò è dovuto al fatto che essa offre per tutti i suoi alimentatori switching una garanzia di due anni, ed assicura che le massime prestazioni dell'alimentatore si manterranno inalterate nel tempo, e di conseguenza gli OEM non saranno costretti a prevedere margini di sicurezza facendo lavorare l'alimentatore un po' al di sotto delle caratteristiche specificate nei "data sheet". Un alimentatore siffatto diventa pertanto la sezione di un'apparecchiatura industriale e professionale che difficilmente sarà sede di guasti e di inconvenienti. (I ritorni sono infatti inferiori all'1%).

La gamma degli alimentatori KEC è una tra le più diversificate: le potenze d'uscita vanno infatti da 15 W a 750 W; le tensioni d'uscita possono essere singole oppure multiple; la struttura può essere open-frame, schermata oppure modulare.

Qui di seguito diamo una breve panoramica di questa estesa produzione. L'interessato potrà richiedere la documentazione completa alla ADREP s.r.l..

— Serie KFL

Ciascun tipo di questa serie può fornire 4 tensioni d'uscita. A questi valori di tensione corrispondono tipi con 15 W, 25 o 40 W di potenza d'uscita.

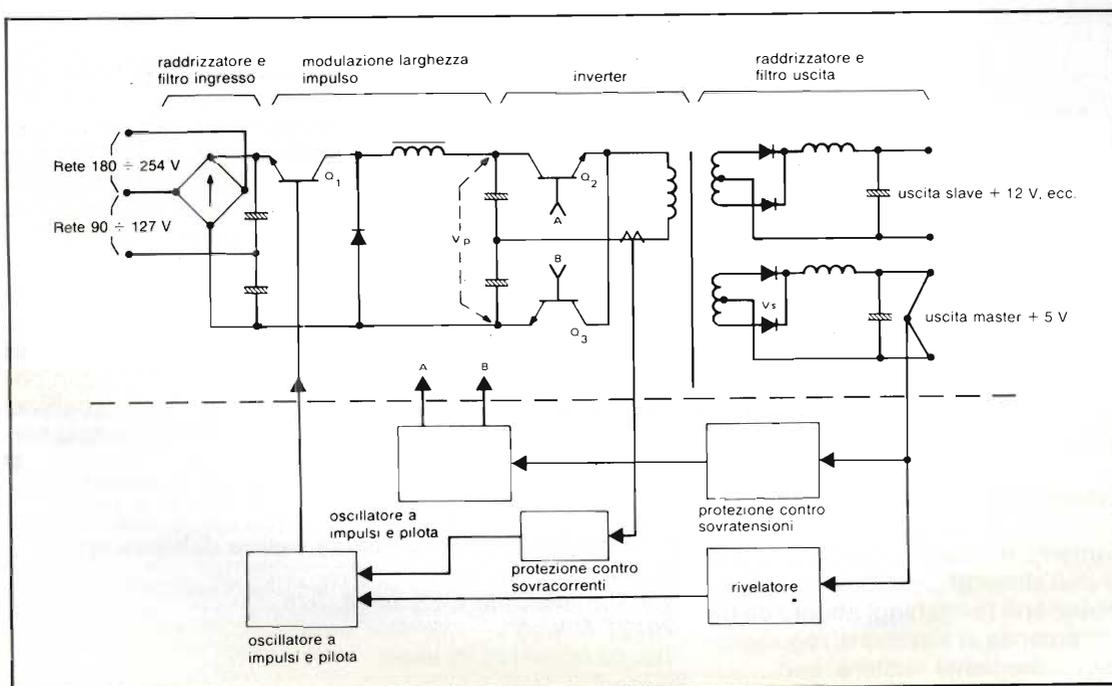
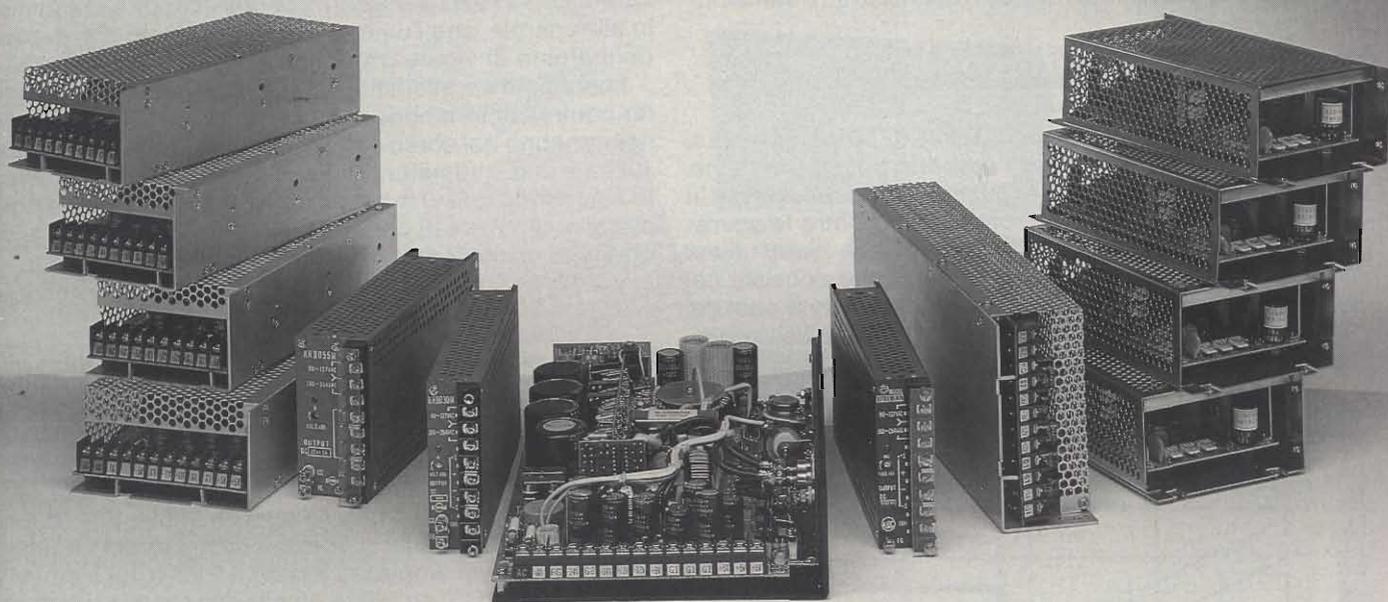



Fig. 1 - Schema di principio di un alimentatore switching KEC, serie KS.

novità

Gli alimentatori della KEC electronics, rappresentata in Italia dalla ADREP s.r.l. coprono tutta la gamma delle potenze e delle tensioni d'uscita richieste dalle apparecchiature industriali, trattamento dati e telecomunicazioni. Per tutti è assicurata una garanzia di 2 anni.

Sono disponibili in versioni open-frame oppure schermate. Posseggono i più favorevoli rapporti potenza/dimensioni; occupano pertanto poco spazio e sono quindi particolarmente adatti per essere impiegati nei personal computer.

— Serie KS e SCB

Queste due serie sono quelle che coprono il più ampio spettro di applicazioni. Le potenze fornite vanno da 100 a 300 W. Ciascun tipo può avere tensioni d'uscita che vanno da un minimo di 4 a un massimo di 6. Sono alimentatori ideali per word-processor, computer e per i più svariati tipi di periferiche EDP. Sono muniti di sistemi di protezione contro sovracorrenti e sovratensioni.

— Serie SCA

Sono tipi a tensioni d'uscita singola e potenza d'uscita di 100 W. Sono open-frame.

— Serie KRL

È la serie ideale per quelle applicazioni che richiedono

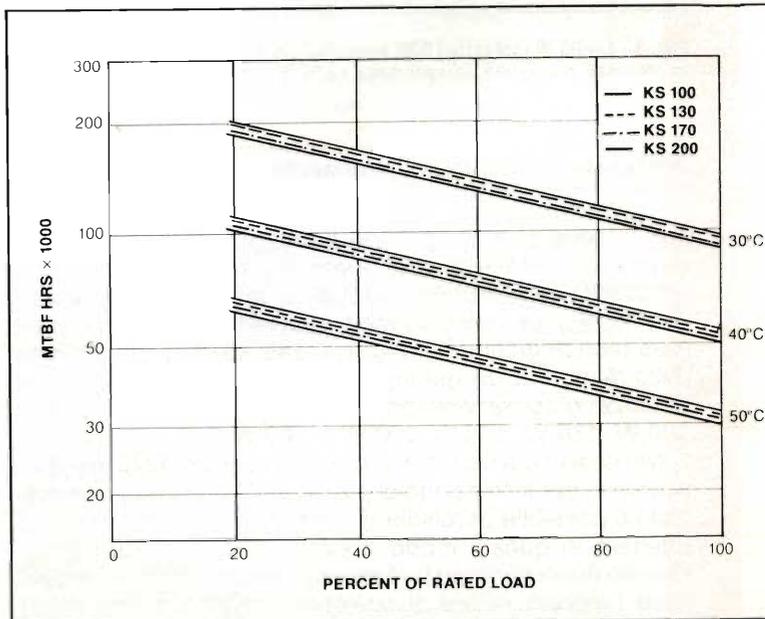



Fig. 2 - Andamento del parametro MTBF (Mean Time Before Failure).

tensioni d'uscita singole completamente separate. Le potenze fornite sono 20 W e 40 W.

— Serie modulare SB

È particolarmente adatta per tutte quelle applicazioni richiedenti un'unità alimentatrice a uscita singola, a struttura modulare e avente un elevato grado di affidabilità. È una serie particolarmente robusta ed è munita di sistema di protezione standard contro sovracorrenti sovratensioni.

— Serie SD e SE per potenze elevate

Sono alimentatori di potenza (375 W e 750 W) nei quali si è riusciti ad ottenere il miglior rapporto potenza/volume. Le caratteristiche standard di questa serie sono: messa in funzione (on/off) a distanza, protezione contro le sovratensioni, e "remote sensing", caratteristica quest'ultima proprio degli alimentatori di potenza e che consiste nel prelevare le variazioni di tensione direttamente ai capi del carico ed inoltrarle al sistema di regolazione dell'alimentatore mediante cavi separati.

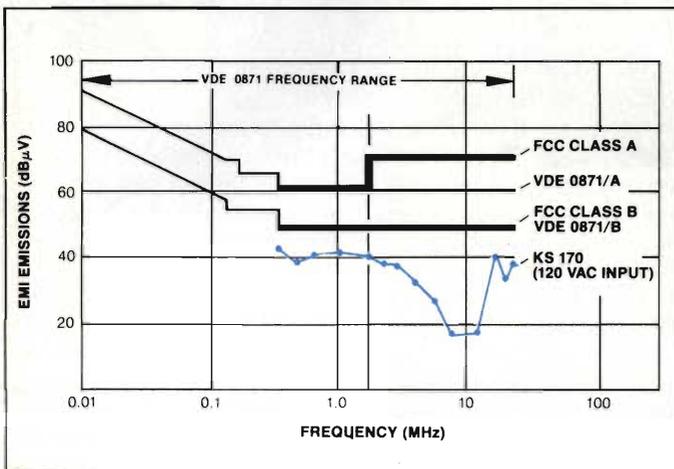



Fig. 3 - Livelli di radiazioni EMI ammessi dai vari capitolati (VDE e FCC) confrontati con quelli emessi dalla serie di alimentatori KEC KS.

Particolarità della serie di alimentatori KS

È la serie che comprende il maggior numero di tipi e quella che riesce a combinare il più elevato grado di affidabilità con un costo relativamente basso. Per ottenere questo duplice obiettivo sono stati impiegati circuiti integrati tecnologicamente più avanzati. Le tensioni d'uscita della maggioranza dei tipi sono 4, in altri 5, oppure 6. Le potenze d'uscita possono essere, a seconda dei tipi, 100 W, 130 W, 170 W, 200 W e 300 W.

Nei casi in cui occorrano correnti di spunto elevate (per esempio, per il comando di più dischi Winchester o floppy disk) è possibile parallellare due uscite singole a + 12 V e ottenere in questo modo il valore di corrente richiesto. Questo accorgimento può essere messo in atto anche nel caso l'elevato valore di corrente richiesto debba avere carattere continuativo.

Alcuni posseggono un'uscita con collegamento di ritorno separato, e ciò allo scopo di isolare un carico particolare che fosse sorgente di disturbi.

Dietro richiesta è possibile avere alimentatori stabilizzati con filtro ingresso rete incorporato. Questo permette di soddisfare le specifiche FCC "A" concernenti i disturbi r.f. (EMI) che diversamente verrebbero immessi in rete.

La serie di alimentatori stabilizzati KS è stata progettata per poter lavorare con il massimo carico alla temperatura ambiente di 50° (altri costruttori specificano invece che, alla temperatura ambiente, i loro alimentatori possono lavorare con il 75% ... 80% del massimo carico). Ciò significa, in altre parole, che l'utilizzatore non è tenuto a prevedere un margine di sicurezza del 20% o 25%.

I parametri caratteristici di ciascun alimentatore vengono controllati in fabbrica ed è stato riscontrato che tali si mantengono nel corso del loro impiego. Ogni alimentatore subisce una "bruciatura" ad elevata temperatura ambiente e in condizioni di massimo carico per una durata complessiva di 72 ore. È per questo motivo che le KEC dà, per ogni suo alimentatore, una garanzia di due anni.

Principio di funzionamento di un alimentatore KS

In figura 1 è riportato uno schema semplificato che indica il principio di funzionamento di un alimentatore della serie KS. Abbiamo un raddrizzatore a ponte della tensione di rete (90 ÷ 127 V_{eff} oppure 180 ÷ 254 V_{eff}), un transistore/interruttore di potenza (Q1) pilotato da un segnale variabile in ampiezza (sistema PWM), un inverter in push-pull (Q2, Q3) ed infine un circuito raddrizzatore che fornisce la tensione (o le tensioni) d'uscita. L'anello che stabilizza la tensione d'uscita nei confronti della variazione della tensione della rete e del carico fa capo alla sola tensione d'uscita a + 5 V (tensione master).

La tensione V_p (figura 1) è controllata dal transistore Q1 modulato PWM. La tensione-errore è derivata dall'uscita a + 5 V. A sua volta, la tensione d'uscita V_s è regolata dalla V_p. Questo anello di regolazione funziona essenzialmente così: qualora il carico sull'uscita a + 5 dovesse aumentare, il rivelatore "sente" che la tensione d'uscita tende a diminuire e "ordina" all'oscillatore-modulatore PWM di variare (in questo caso, aumentare) l'ampiezza dell'impulso applicato in base di Q1 in modo da produrre un aumento della tensione al secondario (V_s) così da riportarla sul valore nominale di + 5 V.

Tutte le tensioni d'uscita sono prelevate da un unico trasformatore per cui la variazione sul secondario con uscita a + 5 V si "rifletterà" anche sulle altre uscite (slaves); l'entità della variazione di quest'ultime dipenderà sia dal carico ad esse applicato sia dalla variazione di carico subita dall'uscita a + 5 V (master). Questo comportamento viene definito "cross-regulation" (vedi articolo "Glossario").

Tutti gli alimentatori KS devono essere sistemati in modo da essere investiti da aria in movimento. Se si sfrutta il sistema di movimento dell'aria a convezione ci si assicuri che l'alimentatore venga fissato su uno chassis di metallo.

Ulteriori informazioni possono essere richieste a:
ADREP s.r.l.
Via Jacopo Palma, 1
20146 Milano
Tel. 02/4044046/718

LIBRERIA

TRANSISTOR CROSS-REFERENCE GUIDE
Questo volume raccoglie circa 5000 diversi tipi di transistor e fornisce l'indicazione di un eventuale equivalente.
SOMMARIO
Marche considerate: TEXAS, MOTOROLA, RCA, GE, PHILIPS, WESTINGHOUSE, AEG TELEFUNKEN, SIEMENS, FAIRCHILD. Pag. 200.
Cod. 6007 L. 8.000

THE WORLD TTL, IC DATA CROSS REFERENCE GUIDE
Questo libro fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di moltissimi integrati TTL, dei più importanti costruttori mondiali di semiconduttori.
SOMMARIO
Marche considerate: MITSUBISHI, TEXAS, MOTOROLA, SIEMENS, NEC, SIGNETICS, HITACHI, PHILIPS, TOSHIBA, FAIRCHILD, FUJITSU, AMD. Pag. 400.
Cod. 6010 L. 20.000

CORSO DI PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI A SEMICONDUTTORE di P. LAMBRECHTS
Utilissima guida per una moderna tecnica progettativa dei circuiti a semiconduttore.
SOMMARIO
Fondamenti della tecnica circuitale, controreazione, amplificazione di potenza, Raddrizzatori e rivelatori, oscillatori. Pag. 100
Cod. 2002 L. 8.400

NUOVISSIMO MANUALE DI SOSTITUZIONE FRA TRANSISTORI
Manuale che vi permette di trovare il transistor equivalente tra i costruttori europei, americani e giapponesi. Pag. 80
SOMMARIO
Marche considerate: SANYO, SONY, TOSHIBA, NEC, HITACHI, FUJITSU, MATSUSHITA, MITSUBISHI etc. Pag. 80.
Cod. 6015 L. 10.000

GUIDA ALL'ACQUISTO DEI SEMICONDUTTORI
Ogni semiconduttore è presentato con tutte le sue denominazioni: codice commerciale-internazionale, casa costruttrice, dove e come ordinarlo. Vengono inoltre suggerite le sostituzioni dei prodotti all'esaurimento e date informazioni sui tipi dei contenitori.
SOMMARIO
Diodi, raddrizzatori, zener, tiristori, SCR, triac, diac, memorie, microprocessori, optoelettronica, led, display, transistori al germanio e al silicio, componenti giapponesi. Pag 160.
Cod. 4.000 L. 6.000

Cedola di commissione libraria da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. - MI

Descrizione	Cod.	Q.ta	Prezzo Unitario	Prezzo Totale
TRANSISTOR CROSS-REFERENCE GUIDE	6007		L. 8.000	
THE WORLD TTL, IC DATA CROSS REFERENCE GUIDE	6010		L. 20.000	
CORSO DI PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI A SEMICONDUTTORE	2002		L. 8.400	
NUOVISSIMO MANUALE DI SOSTITUZIONE FRA TRANSISTORI	6015		L. 10.000	
GUIDA ALL'ACQUISTO DEI SEMICONDUTTORI	4000		L. 6.000	

Desidero ricevere i libri indicati nella tabella, a mezzo pacco postale, al seguente indirizzo:

Nome

Cognome

Via

Città

Data C.A.P.

SPAZIO RISERVATO ALLE AZIENDE - SI RICHIEDE L'EMISSIONE DI FATTURA
Partita I.V.A.

PAGAMENTO:
☐ Anticipato, mediante assegno circolare o vaglia postale per l'importo totale dell'ordinazione
☐ Contro assegno, al postino l'importo totale
AGGIUNGERE L. 2.500 per contributo fisso spedizione. I prezzi sono comprensivi di I.V.A.

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - MI

GLOSSARIO
degli alimentatori a commutazione

Vengono date le definizioni in lingua italiana dei termini maggiormente ricorrenti in lingua inglese per descrivere i parametri, le funzioni e le caratteristiche degli alimentatori a commutazione.

A cura della Redazione

La scarsità della letteratura in lingua italiana sugli alimentatori a commutazione obbliga il progettista a ricorrere molto spesso a testi in lingua inglese. Crediamo pertanto avere fatto cosa utile riportare in ordine alfabetico, in lingua inglese, i parametri principali ricorrenti quando ci si accinge a progettare un alimentatore stabilizzato a commutazione, ed accanto, una concisa spiegazione di questi in lingua italiana. Il testo è stato arricchito di fotografie forniteci dalle ditte che presentano sul mercato italiano gli alimentatori a commutazione maggiormente richiesti dagli OEM.

BALUN: è un particolare trasformatore che presenta un'elevata impedenza ai segnali interferenti "common-mode" (vedi) e bassa impedenza ai segnali di interferenza "differential mode" (*figura 1*).

BREAKDOWN VOLTAGE: è la massima tensione in alternata o in continua che può essere applicata tra ingresso e uscita e/o lo chassis di un alimentatore (*figura 2*).

COMMON-MODE NOISE: è quella componente di interferenza prodotta da un alimentatore a commutazione, presen-

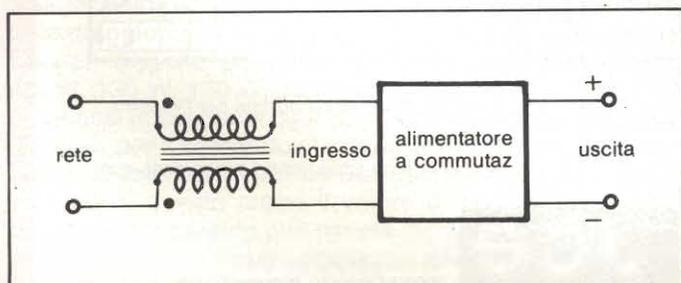



Fig. 1 - Balun all'ingresso di un alimentatore a commutazione.

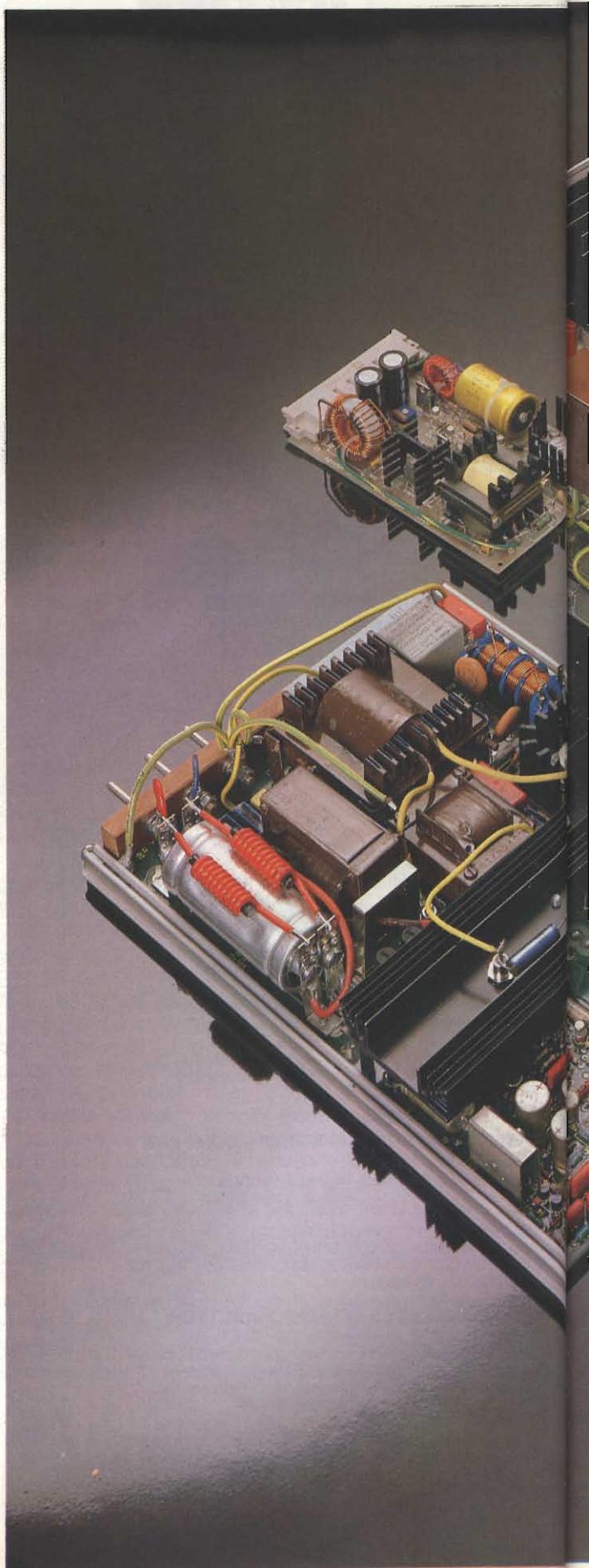
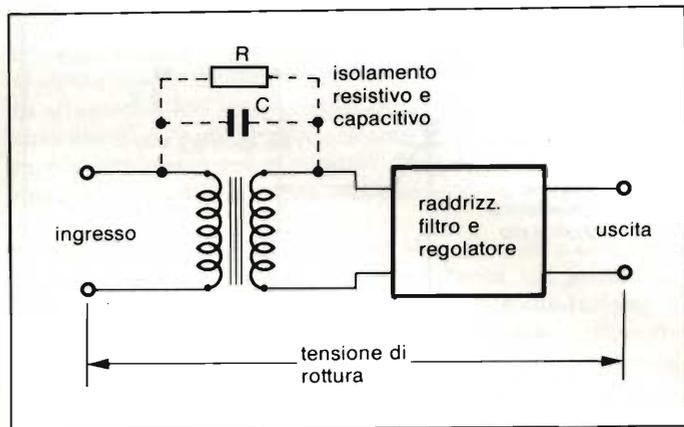



Fig. 2 - Isolamento e tensione di breakdown.

te sia sull'uscita in continua dell'alimentatore sia sulla linea di ritorno della rete rispetto al morsetto d'ingresso del neutro. (*figura 3*).

COMPLIANCE VOLTAGE: è la tensione d'uscita di un alimentatore a corrente costante.

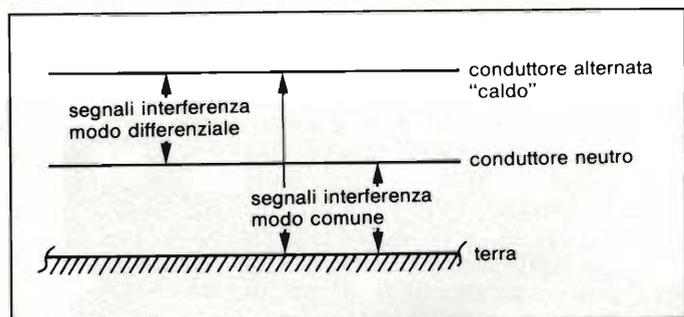



Fig. 3 - Illustrazione della interferenza "common-mode noise".

CONSTANT CURRENT POWER SUPPLY: un alimentatore che mantiene fissa, entro certi limiti, la sua corrente d'uscita nonostante si verifichino variazioni nella tensione della rete, nel carico e nella temperatura ambiente.

CONSTANT VOLTAGE POWER SUPPLY: un alimentatore che mantiene fissa entro certi limiti la sua tensione d'uscita nonostante si verifichino variazioni nella tensione della rete, nel carico e nella temperatura ambiente.

CROSS-REGULATION: indica, in percentuale, la variazione che si riscontra in un alimentatore a uscite multiple, prodotta da una variazione di carico verificatosi in un'altra uscita.

CROWBAR: è un circuito che protegge l'alimentatore stabilizzato contro eventuali sovratensioni che potrebbero verificarsi all'uscita. Appena si verifica una sovratensione, questo circuito applica immediatamente in parallelo ai morsetti d'uscita dell'alimentatore una resistenza di basso valore. Questa "resistenza", solitamente, è costituita da un tiristore che viene innescato non appena viene superato un determinato valore della tensione d'uscita (*figura 4*).

DERATING: significa far lavorare un dispositivo a semiconduttore con valori di corrente e di tensione inferiori a

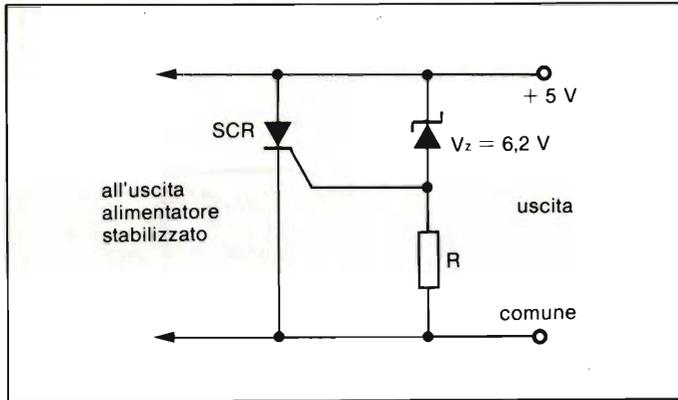



Fig. 4 - Circuito "crowbar" per protezione contro sovratensioni. Il tiristore, una volta innescato, si comporta come un resistore di basso valore messo in parallelo ai morsetti di uscita.

quelli ammessi, e ciò per essere sicuri che l'apparecchiatura (o il sistema) possegga una estrema sicurezza di funzionamento nel tempo. Riferito ad un alimentatore a commutazione, il "derating" indica una riduzione della potenza d'uscita ammessa quando l'alimentatore deve lavorare a temperature ambientali più elevate di quelle ammesse (*figura 5*).

SERIE COMPLETA DI ALIMENTATORI DA BANCO.
Appartengono a questa serie i tipi PE 1535 (massima uscita: 40 V/0,5 A), PE 1536 (20 V/2 A), PE 1537 (40 V/1 A), PE1538 (75 V/0,5 A), PE 1539 (20 V/6 A), PE 1540 (40V/3 A), PE 1541 (75 V/1,6 A), PE 1542 (7 V - 3 A; 2 x 20 V - 1 A).
Tutti questi alimentatori stabilizzati possono essere utilizzati o come sorgenti di tensione costante oppure come sorgenti di corrente costante (il particolare funzionamento viene segnalato mediante accensione di LED). Sono muniti di tutti i sistemi di protezione contro sovracorrenti, cortocircuiti all'uscita e sovratensioni. Le tensioni e le correnti d'uscita possono essere selezionate e programmate anche a distanza. Sono provvisti di "remote sensing" per cui il prelievo della tensione ai capi del carico viene inoltrata ai sistemi di stabilizzazione interni mediante conduttori differenti da quelli che applicano tensione al carico. Possono operare in funzionamento master/slave in quanto una unità (master) può controllare altre unità (slaves) nel caso in cui più unità debbano essere collegate in serie o in parallelo.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a:
Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria - V.le Elvezia, 2 - 20052 Monza - Tel. (039/3635.240/8/9.

DRIFT: è la variazione della tensione d'uscita che può verificarsi in un alimentatore a seguito di un breve periodo di "preriscaldamento" mentre tutti gli altri parametri, come tensione della rete, carico e temperatura dell'ambiente si mantengono costanti.

EFFICIENCY: indica il rapporto in percento tra la potenza d'uscita e la potenza d'ingresso; è cioè il rendimento dell'alimentatore (η). Normalmente viene specificato in condizioni di massimo carico e con tensione d'ingresso al valore nominale.

EMI: iniziali delle parole inglesi Electro Magnetic Interference, e cioè segnali interferenti di natura elettromagnetica. È l'energia che tutti gli alimentatori a commutazione, a causa del loro principio di funzionamento, irradiano nell'etere oppure immettono nella rete di distribuzione dell'energia elettrica.

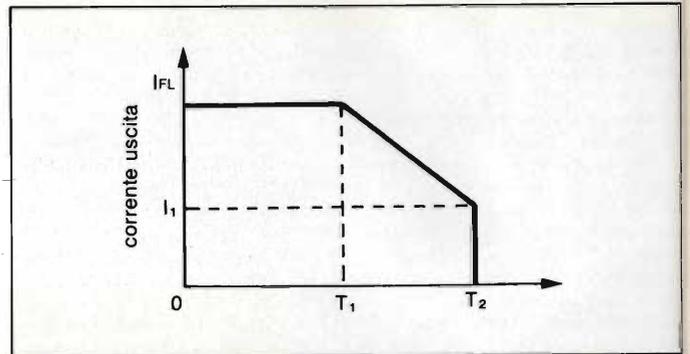



Fig. 5 - Curva di derating di un alimentatore. La temperatura T_2 è superiore a T_1, e di conseguenza, per ragioni di sicurezza, converrà prelevare dall'alimentatore un valore di corrente più bassa (I_1) di quella nominale di cui sarebbe capace (I_{FL}).

ESR: iniziali delle parole inglesi, Equivalent Series Resistance. È il valore di resistenza che un condensatore ideale viene ad avere in serie ed è prodotto per lo più dalle resistenze dei terminali. L'ESR acquista molta importanza nelle applicazioni in alta frequenza.

FARADAY SHIELD: è lo schermo elettrostatico che di regola viene interposto tra gli avvolgimenti d'ingresso e d'uscita di un trasformatore. Può essere utilizzato per ridurre la capacità di accoppiamento, la quale a sua volta tende a ridurre l'interferenza d'uscita "modo comune" (*figura 6*).

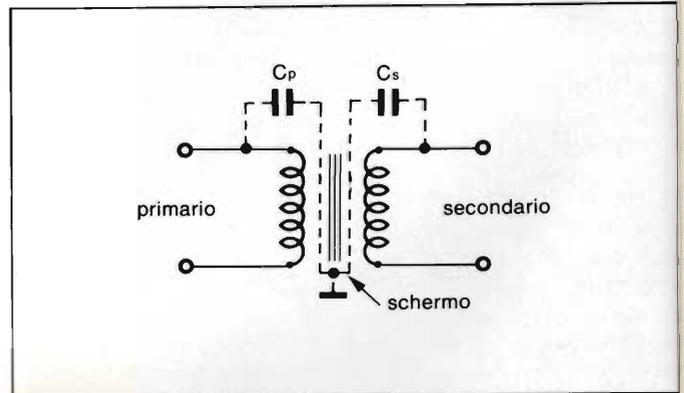



Fig. 6 - Schermo elettrostatico Faraday per schermare l'ingresso e l'uscita dell'alimentatore.

glossario

ALIMENTATORE PROGRAMMABILE DA LABORATORIO TIPO 6034A.
Questo alimentatore contiene un circuito di programmazione HP-IB basato su microprocessore che, in combinazione con la tecnica switching e l'autoranging, permette di ottenere prestazioni da laboratorio pur mantenendo ridotte dimensioni.
Una interfaccia HP-IB (HP-IB = Hewlett Packard Interface Bus) basata su microprocessore assicura il funzionamento bidirezionale con un formato di programmazione molto semplice. Il firmware del mod. HP 6034A permette di programmare la tensione e la corrente di uscita direttamente in V e in A con la risoluzione di 12 bit.
Il mod. HP 6034A ha inoltre la possibilità di eseguire e di trasferire all'interfaccia le misure remote di tensione e di corrente. La tensione di uscita viene misurata mediante i conduttori del "remote sensing" (vedi glossario) direttamente sul carico. La corrente di uscita viene misurata come caduta su un resistore interno di precisione. Le misure di tensione e di corrente avvengono rispettivamente con la risoluzione di 15 mV e di 2,5 mA.
La "service request" ed altri otto parametri di stato dell'alimentatore disponibili sull'interfaccia danno la possibilità di interrompere il funzionamento dell'alimentatore per una migliore gestione del sistema.
Il controller, attraverso il monitoraggio di stato, può verificare la situazione di funzionamento o di guasto e può prendere adeguate misure preprogrammate senza rendere necessario l'intervento dell'operatore. Per la protezione dei carichi del sistema, il mod. 6034A è dotato di dispositivo contro le sovratensioni che può essere programmato direttamente in V con risoluzione di 8 bit. È possibile inoltre programmare nel software i limiti di tensione e di corrente in maniera che il controller subisca un'interruzione qualora l'operatore tentasse di superarli.
Il mod. HP 6034A impiega transistori FET di potenza in un convertitore a commutazione tipo fly-back che permette il funzionamento autoranging a 200 W, conglobando le caratteristiche di uscita di tre alimentatori convenzionali. Questi tipi di convertitori posseggono com'è noto un elevato rendimento in potenza e pertanto non hanno problemi di raffreddamento dell'alimentatore.
Per informazioni più dettagliate rivolgersi a: Hewlett-Packard Italiana - C.P. 10190 - 20100 Milano - Tel. 92.36.91.

FEED FORWARD: particolare tecnica di controllo di cui ci si serve per contrastare le variazioni della tensione di uscita di un alimentatore, prodotte dalle variazioni della tensione della rete. Tale tecnica consiste nel "percepire" direttamente le variazioni della tensione della rete.

FLYBACK CONVERTER: un alimentatore a commutazione che solitamente impiega un solo transistore. Questo entra in conduzione (fase-on) durante la prima metà del ciclo di funzionamento dell'alimentatore, immagazzinando energia nel primario del trasformatore. Questa energia viene trasferita sul secondario del trasformatore e sul carico durante la seconda metà del ciclo (fase-off) (*figura* 7).

FOLDBACK CURRENT LIMITING: è un circuito di protezione che fa in maniera che la corrente di uscita tenda a diminuire in presenza di un sovraccarico dell'alimentatore, e venga ridotta al minimo in presenza di un cortocircuito. Questo sistema tende a ridurre al minimo la potenza dissipata all'interno dell'alimentatore quando questo viene sovraccaricato (*figura 8*). Questo sistema di protezione è normalmente impiegato nei regolatori *lineari* e non è necessario negli alimentatori a commutazione.

FORWARD CONVERTER: un alimentatore a commutazione nel quale l'energia viene trasferita sul secondario quando il transistore-interruttore si trova in conduzione. In questo tipo di convertitore (a differenza del convertitore flyback), l'energia immagazzinata nel trasformatore è minima.

FULL-BRIDGE CONVERTER: un alimentatore nel quale il primario del trasformatore del convertitore è "alimentato" da quattro transistori collegati in un circuito a ponte.

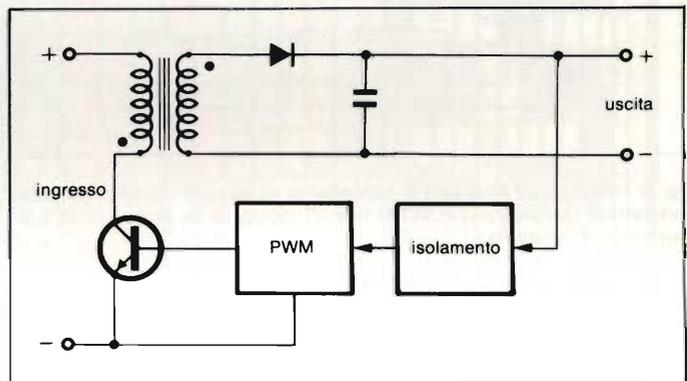



Fig. 7 - Schema di principio di un convertitore fly-back.

GROUND LOOP: condizione di reazione non desiderata prodotta da due o più circuiti che utilizzano uno stesso conduttore di ritorno di massa.

HALF-BRIDGE CONVERTER: un alimentatore a commutazione simile al full-bridge converter ma nel quale il primario del trasformatore del convertitore è "alimentato" soltanto da due transistori, gli altri due sono sostituiti da due condensatori.

HOLD-UP TIME: è il breve tempo durante il quale un alimentatore mantiene la sua tensione di uscita entro le sue specifiche dopo che è stata tolta la tensione d'ingresso.

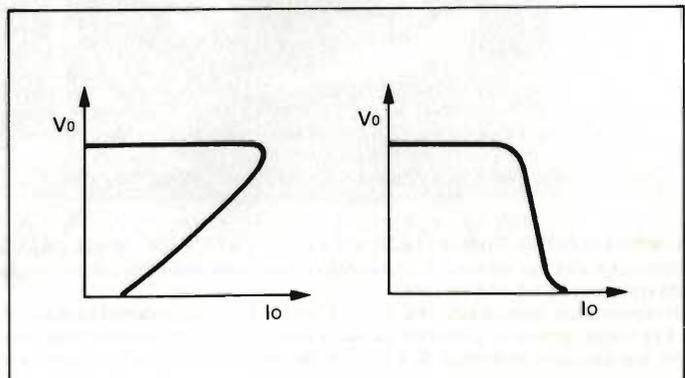



Fig. 8 - (a) Sistema di limitazione "foldback" della corrente di uscita. (b) sistema normale di limitazione della corrente.

glossario

INRUSH-CURRENT: è il picco istantaneo che si ha all'ingresso dell'alimentatore all'atto della sua messa in funzione.

ISOLATION: separazione elettrica tra ingresso e uscita di un alimentatore realizzata mediante un trasformatore. Di solito vengono specificate la resistenza di isolamento (normalmente in MΩ) e la capacità di isolamento (normalmente in picofarad). Queste dipendono a loro volta dai materiali usati e dalla particolare allocazione assegnata ai vari componenti.

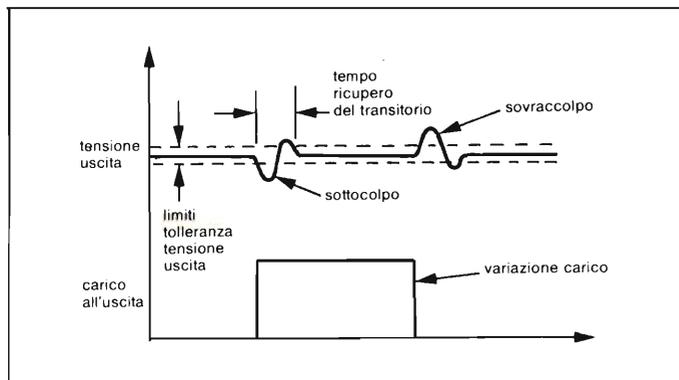



Fig. 9 - Grafici per illustrare il concetto di overshoot - (sovraccolpo), undershoot (sottocolpo) e del tempo di recupero in presenza di un transitorio di tensione.

LINE REGULATION: variazione in percento della tensione d'uscita di un alimentatore in funzione della variazione della tensione d'ingresso (rete), mantenendo fissi il carico e la temperatura.

LINEAR REGULATOR: è il circuito stabilizzatore di tensione maggiormente conosciuto e che storicamente ha preceduto l'alimentatore a commutazione. In questo caso, per avere la tensione costante d'uscita si pone in serie (o in parallelo) al carico, un dispositivo regolatore (solitamente un transistore di potenza). Quest'ultimo si trova *sempre* in conduzione, e la differenza di potenza tra ingresso e uscita viene dissipata in questo dispositivo regolatore. In un buon regolatore di tensione, occorre che questa differenza di potenza (e di tensione) sia più piccola possibile.

LOAD REGULATION: variazione in percentuale della tensione d'uscita prodotta quando il carico passa dal suo valore minimo al massimo, mantenendo costanti la tensione d'ingresso e la temperatura.

LOCAL SENSING: utilizzo della tensione d'uscita (o di una sua frazione) per poter far funzionare l'anello di reazione.

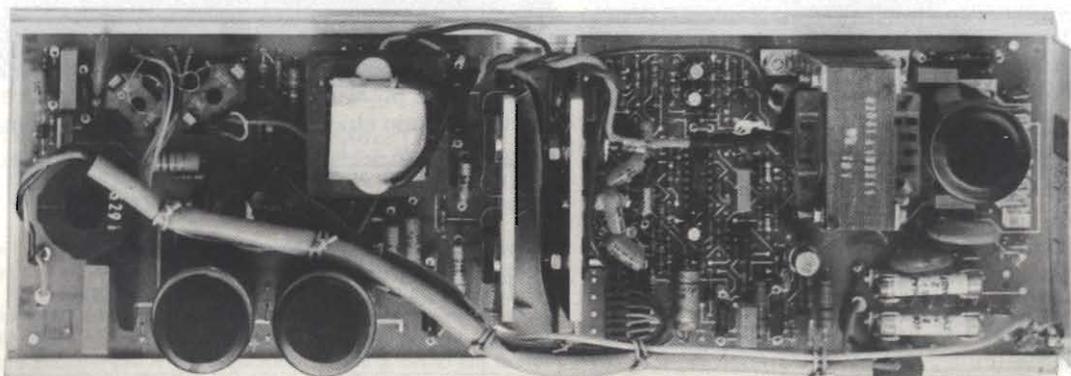
OFF-LINE POWER SUPPLY: un alimentatore che "prende" tensione direttamente dalla rete senza ricorrere al trasformatore. La tensione, prima di essere applicata al convertitore viene raddrizzata e filtrata. È il sistema normalmente impiegato negli alimentatori a commutazione.

OVERSHOOT: improvvisa e breve variazione della tensione d'uscita rispetto al valore nominale, prodotta all'atto dell'inserimento/disinserimento dell'alimentatore oppure prodotta da un'improvvisa variazione del carico o della tensione della rete (*figura 9*).

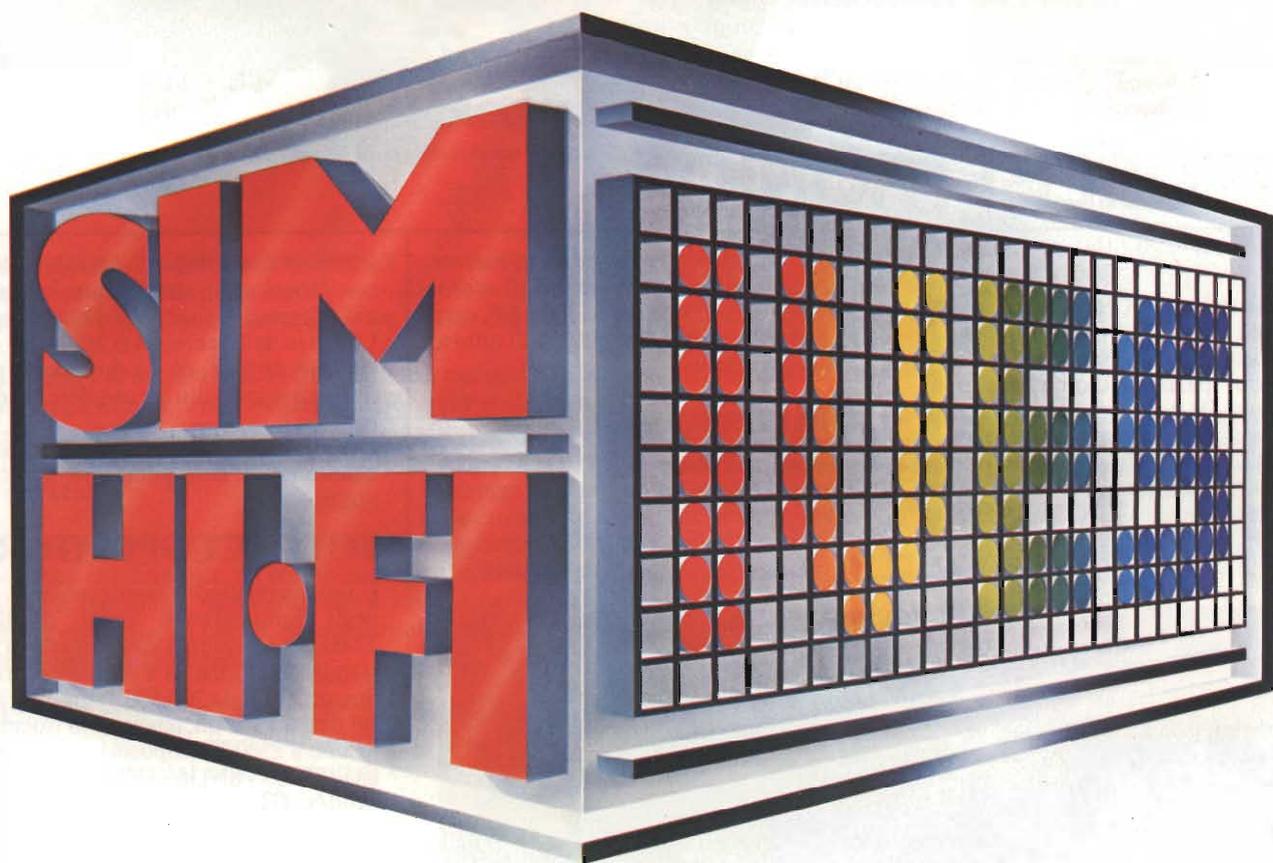
OVERVOLTAGE PROTECTION: sistema che protegge l'amplificatore nel caso la tensione dovesse superare il valore previsto (vedi anche crowbar).

PARD: Periodic And Random Deviation. Termine usato per indicare l'insieme di tutte le componenti di disturbo e di alternata residua (ripple) misurate entro una data larghezza di banda, e specificate in valori picco-picco o efficaci (*figura 10*).

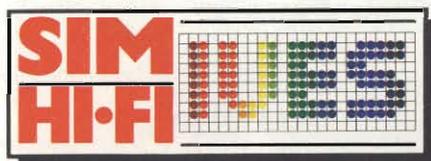
PI FILTER: è un filtro a π inserito all'ingresso di un alimentatore o di un convertitore cc/cc per bloccare le tensioni d'interferenza prodotte dall'alimentatore a commutazione. (*figura 11*). Solitamente fa parte dell'alimentatore.

POST REGULATION: inserimento di un normale regolatore lineare sui terminali d'uscita di un alimentatore a commutazione per migliorare le caratteristiche di stabilizzazione della tensione d'uscita e per ridurre al minimo l'alternata residua (ripple) presente sulla tensione continua d'uscita.

ALIMENTATORI A COMMUTAZIONE EURO-SWITCHER. OPEN-FRAME- Posseggono le stesse caratteristiche elettriche e gli stessi sistemi di protezione dei tipi euro-rack, e cioè potenza di uscita di 100/150 W che può assumere valori più elevati qualora venga introdotto un sistema di raffreddamento ad aria forzata.
Gli alimentatori open-frame (PE 1120/1121/1122) sono montati su due schede euro-rack e fissati su una cornice di alluminio con dimensioni di 110,5 x 322,5 mm; possono pertanto essere considerati come alimentatori inseribili su euro-rack.
Alla temperatura ambiente di 40 °C, le tensioni e le correnti d'uscita sono: 5 V/24 A; 12 V/9,8 A; 24 V/6,6 A.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a:
Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria - V.le Elvezia, 2 - 20052 Monza - Tel. (039/3635.240/8/9.

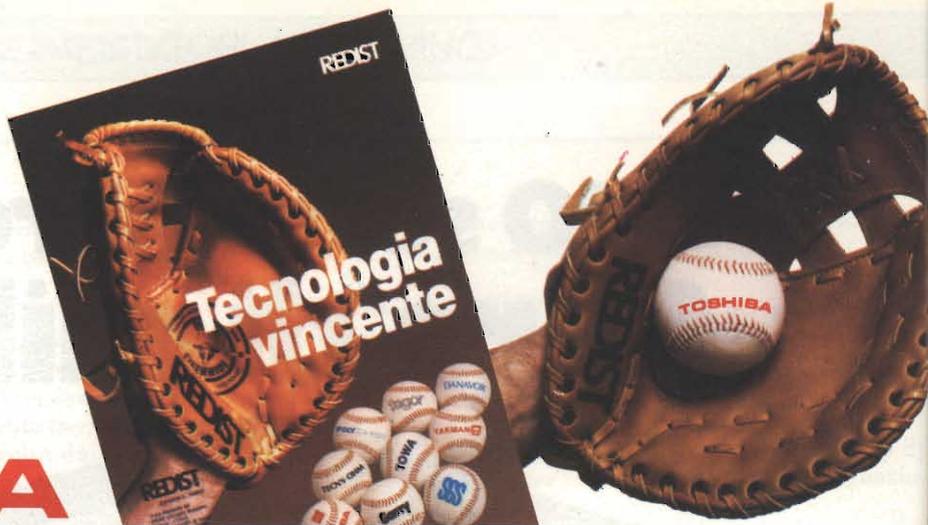
6-10 settembre 1984
fiera di milano

18° salone internazionale della musica e high fidelity
international video and consumer electronics show

padiglioni 17-18-19-20-21-23-26-41F-41IR-41SI-41SAVE-42

Segreteria generale SIM-HI-FI-IVES
Via Domenichino 11 - 20149 Milano
Tel. 02/4989984 - 4697519 - 4989116
Telex 313627

Ingressi: Porta Meccanica (P.zza Amendola)
Orario: 9.00 - 18.00

Strumenti musicali, P.A. System, Apparecchiature Hi-Fi, Attrezzature per discoteche, Musica incisa, Broadcasting, Videosistemi, Televisione, Elettronica di consumo Videogiochi, Home computers

Per informazioni indicare **Rif. P 13** sul tagliando

TOSHIBA
OPTOELETTRONICA

LED

I led della gamma TOSHIBA, di elevata qualità ed affidabilità, sono fornibili nei colori di base rosso, verde, giallo, arancio e puro, spaziando dimensionalmente dai tipici Ø3 e Ø5 a molte altre forme di notevole interesse e applicazione.
STANDARD - ULTRA - SUPER - PURE bright rappresentano le quattro fasce di intensità luminosa che unite a differenti ampiezze d'angolo visivo, formano binomi adeguati per coprire le più disparate esigenze dell'utilizzatore. Quanto detto si traduce con possibilità di scelta da 0,3 mcd a 200 mcd e da 10° a 80°, con luce sia diffusa che puntiforme. Il tutto a basso consumo.

DISPLAY

La perfetta intercambiabilità dei display TOSHIBA con i più comuni tipi oggi utilizzati, offre sicuramente un nuovo valido punto d'appoggio. L'alta intensità luminosa, variabile da 0,7 mcd a 1 mcd per segmento con basso assorbimento di corrente (5 mA), colloca tutta la gamma nella fascia dei display ad alta efficienza. L'altezza delle cifre, da 0,25" a 1,8" ed il numero di digit, da 1 a 4 mettono ulteriormente in risalto la completezza della serie.
Disponibilità nelle versioni a 7 segmenti, alfanumerici con pilotaggio statico e multiplex.

FOTOACCOPPIATORI

I fotoaccoppiatori rappresentano uno degli innumerevoli punti di forza TOSHIBA. L'ampia scelta ricade su: tipi standard, con uscita a transistore e darlington, CTR da 20 a 500, tempo di risposta da 2 a 5,100 μS, tensione di isolamento sino a 2500 V; dispositivi ad alta velocità (6N135 - 6N136 - 6N137) con più di 1 Mbit/s, CTR 1000 e tensione di isolamento di 3500 V; elementi di potenza, dal TLP546G (AC1A) al TLP573 (DC1A)

FOTOELEMENTI

Diodi all'infrarosso, fototransistor e fotodiodi per impieghi professionali chiudono lo spettro dell'optoelettronica TOSHIBA.

REDIST
(A DIVISION OF GBC)

Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo
Milano - ITALIA
Tel. 02/6123351 (5 linee)
Telex: GBCMIL 330028

ROMA
Via F. Ingoli, 80
Telef. 06/6056143

FIRENZE
Via Giovanni
Pian dei Carpini, 1/3/5
Telef. 055/4379442-4379577

CASTELFIDARDO
Via Della Stazione, 28
Telef. 071/782057

TORINO
Via U. Foscolo, 25
Tel. 011/658231

LONGARONE
Via Fae, 36
Telef. 0437/771129

Per informazioni indicare **Rif. P 14** sul tagliando

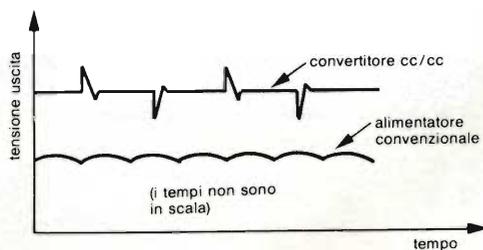



Fig. 10 - Concetto di alternata residua (ripple) in un convertitore cc/cc e in un alimentatore lineare.

PROGRAMMABLE POWER SUPPLY: un alimentatore la cui tensione di uscita può essere controllata mediante un resistore esterno, una tensione oppure un codice digitale.

PULSE-WIDTH MODULATION: sistema normalmente utilizzato negli alimentatori a commutazione per stabilizzare la tensione d'uscita. Il transistore-interruttore viene modulato in questo caso da impulsi che variano in larghezza e non in altezza.

PUSH-PULL CONVERTER: un circuito di commutazione di potenza che impiega un trasformatore con presa centrale e due "interruttori" di potenza che si aprono e si chiudono alternativamente. Di per se, questo circuito non possiede caratteristiche di stabilizzazione.

REFLECTED RIPPLE CURRENT: è l'alternata presente sul circuito d'ingresso di un alimentatore (o di un convertitore cc/cc) prodotta dal meccanismo di commutazione del convertitore. Viene indicata in valore picco-picco oppure efficace (*figura 12*).

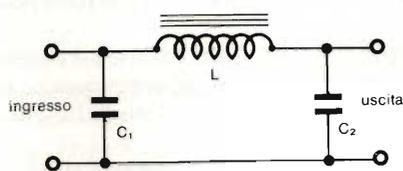



Fig. 11 - Filtro a π. Solitamente viene inserito all'ingresso dell'alimentatore.

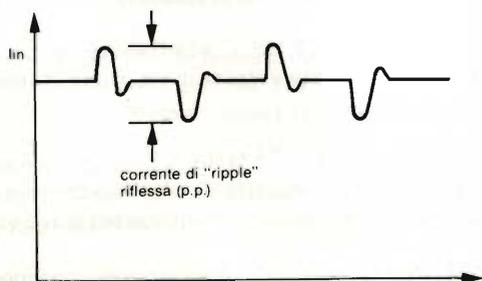
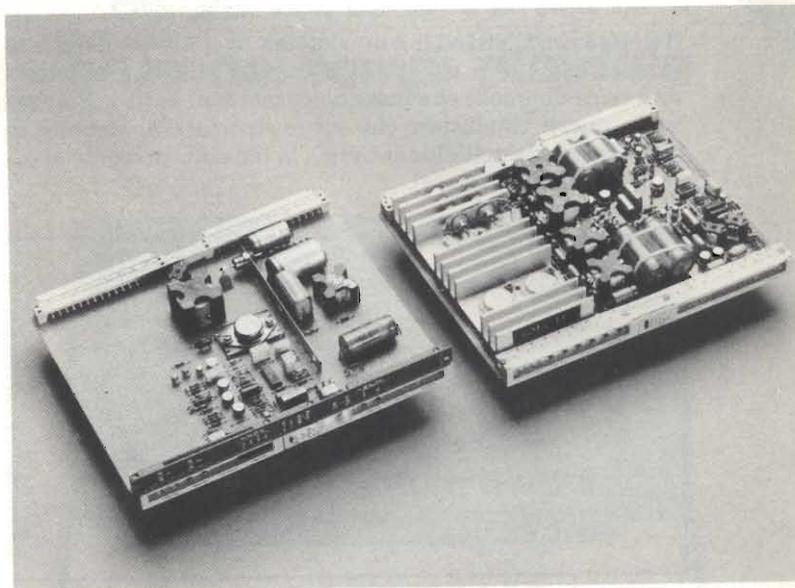
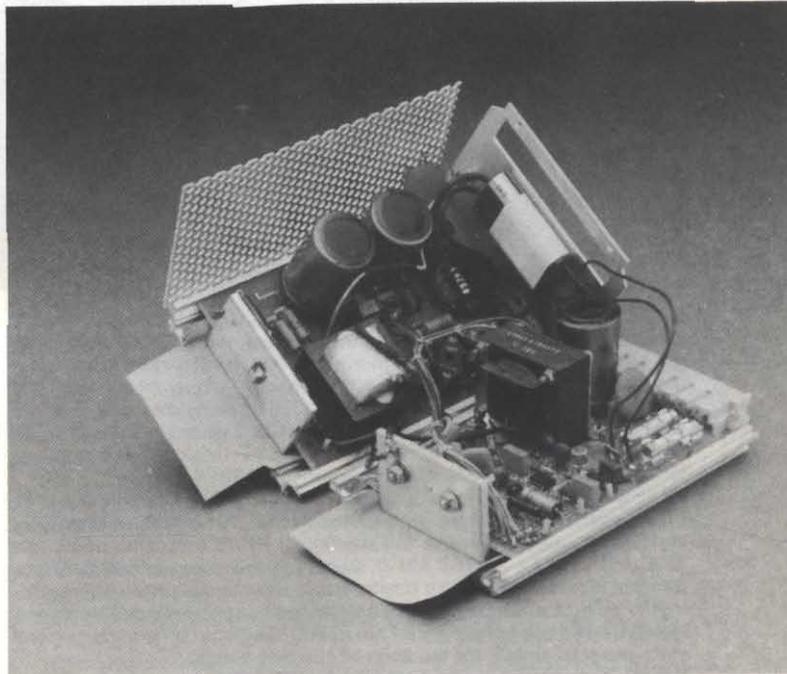



Fig. 12 - Per illustrare il concetto di alternata (ripple) riflessa.

CONVERTITORI CC/CC DA RACK PER IMPIEGHI IN TELEFONIA. Questi convertitori possono essere impiegati anche come terminali per computer, modem, ecc. Sono prodotti dalla RIFA rappresentata in Italia dalla RACOEL.
Nella foto si possono vedere due convertitori da 20 W di cui uno fornisce una tensione di uscita di 48 V e l'altro + 5 V. Il convertitore a sinistra è un tipo fly-back con un rendimento superiore all'80%; quello a destra è il tipo a mezzo ponte con rendimento del 70%.

Per informazioni più dettagliate rivolgersi alla: RACOEL s.a.s. - C.so di Porta Romana, 121 - 20122 Milano - Tel. 54.52.608 - 59.84.26.

ALIMENTATORI A COMMUTAZIONE EURO-SWITCHER SCHERMATI. Sono adatti per euro-rack da 19". La potenza d'uscita è 100/150 W; le tensioni e le correnti di uscita sono: 5 V/22 A, 12 V/9 A, 24 V/6 A, alla temperatura ambiente di 40 °C. Posseggono tutte le funzioni di protezione standard (e cioè, limitazione della corrente di uscita, protezione contro sovracorrenti e tensioni, protezione termica ecc.). È previsto il collegamento in serie o in parallelo di più unità. La tensione d'ingresso può andare da 198 a 260 V c.a.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a: Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria - V.le Elvezia, 2 - 20052 Monza - Tel. (039/3635.240/8/9.

REMOTE SENSING: è un sistema di controllo della tensione applicata ai capi del carico, che utilizza conduttori differenti da quelli che portano corrente al carico. È attraverso questi conduttori che viene riportata al sistema di stabilizzazione dell'alimentatore, la tensione presente ai capi del carico (*figura 13*).

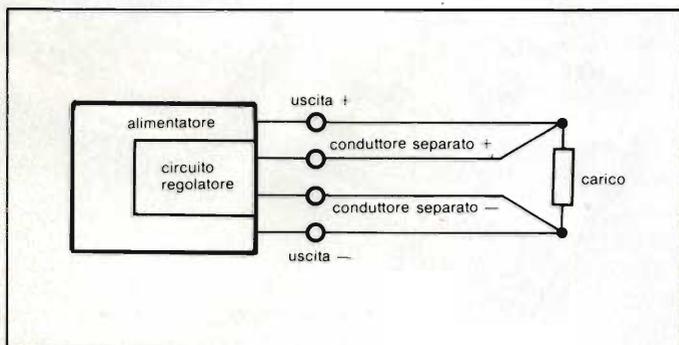
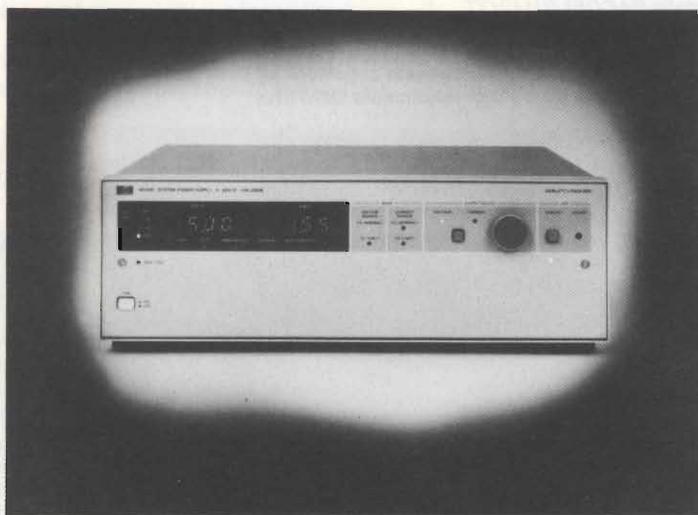
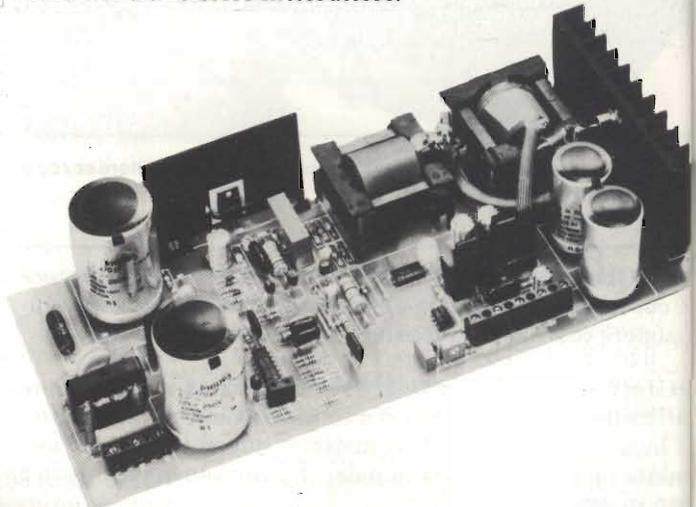



Fig. 13 - Per illustrare il concetto di "remote sensing".

NUOVO ALIMENTATORE DA 200 W PROGRAMMABILE VIA HP-IB.
La Hewlett-Packard ha annunciato un nuovo alimentatore da 200 W, programmabile a mezzo dell'interfaccia HP-IB, l'HP 6033A. Con un insieme di istruzioni esteso, l'HP 6033A è facile da usare. I suoi codici di programma, data la loro natura autoesplicativa, semplificano le revisioni e le modifiche del software. Mediante l'HP-IB è possibile inviare ad un computer la tensione e la corrente di uscita, lo stato dell'alimentatore e lo stato di tutte le caratteristiche programmabili.
Questo alimentatore è munito di tutte le protezioni standard richieste da un alimentatore (sovratensioni e sovracorrenti). Tutte queste prestazioni sono tenute sotto controllo dall'interfaccia HP-IB (corrispondente alla IEEE-488 - 1978 e alla IEC 625-I). Questo nuovo alimentatore verifica le tensioni di rete troppo alte o troppo basse e le condizioni di surriscaldamento ed è in grado di disabilitarsi automaticamente finchè non sono state ristabilite le condizioni di normalità; i limiti per tensioni e correnti sono programmabili, sia localmente che a distanza.
Il funzionamento a microprocessore dell'HP 6033A permette l'autodiagnosi automatica e la ricerca guasti tramite l'analisi di firma, che, insieme al controllo locale e alla facilità di accesso ai componenti e alle schede, semplifica al massimo la manutenzione.
Essendo un alimentatore autoranging, l'HP 6033A può sostituire gli alimentatori convenzionali multipli. Esso può erogare 200 W con un'ampia combinazione di tensioni e correnti (da 6,7 V e 30 A, a 20 V e 10 A). Utilizzando una tecnica switching avanzata a 20 kHz, lo strumento opera con le stesse prestazioni da laboratorio su tutta la sua gamma operativa, da 0 a 200 W.

Per informazioni più dettagliate rivolgersi a: Hewlett-Packard Italiana - C.P. 10190 - 20100 Milano - Tel. 92.36.91.

RIPPLE AND NOISE: è l'alternata residua presente sulla tensione continua d'uscita dell'alimentatore; viene indicata in mV picco-picco oppure in valore efficace. È dovuta in parte all'azione raddrizzatrice della tensione di rete d'ingresso ma principalmente al meccanismo di apertura/chiusura del transistore-interruttore.

PROTOTIPO DI ALIMENTATORE A COMMUTAZIONE CON DIODI SHOTTKY A CORENTE ELEVATA.
Il convertitore utilizzato è il tipo "forward". Il circuito integrato di controllo è il TA 1060 (Philips). Interessante è in questo caso l'impiego nel circuito d'uscita di diodi Schottky veloci che presentano una caduta di tensione diretta molto bassa. Sono per impieghi per basse tensioni e correnti elevate (≃10A) con valori transitori di picco che possono andare fino a 150 A. Il trasformatore e il choke impiegati sono realizzati secondo il sistema ETD (ETD = Economic Trasformer Design). Il diodo Schottky BYV21 (contenitore DO-4) si può vedere a destra nella foto, montato su radiatore di calore. Può sopportare correnti dirette di 15 A.
Per ulteriori informazioni rivolgersi a:
Philips S.p.A. - Divisione Elcoma - Piazza IV Novembre, 3 - 20054 Milano - Tel. 67.52.1.

SERIES REGULATION è il sistema di stabilizzazione lineare più usato; il dispositivo regolatore viene posto in serie tra la sorgente non stabilizzata in continua e il carico.

SHORT-CIRCUIT PROTECTION: è il sistema che limita la corrente d'uscita in caso di cortocircuito dei morsetti d'uscita, salvando in questa maniera l'alimentatore.

SHUNT REGULATION: è il sistema di stabilizzazione lineare nel quale, per mantenere costante la tensione ai capi del carico, il dispositivo regolatore viene posto in parallelo a quest'ultimo.

SOFTSTART: è il sistema che tende a limitare la corrente iniziale di commutazione, e che fa in modo che la tensione d'uscita raggiunga il suo valore nominale gradualmente.

SWITCHING FREQUENCY: è la frequenza con cui apre-/chiude il transistore-interruttore in un alimentatore a commutazione.

TEMPERATURE COEFFICIENT: è la variazione in percento della tensione d'uscita di un alimentatore per ogni grado centigrado di variazione della temperatura ambiente.

THERMAL PROTECTION: è un circuito incorporato nell'alimentatore che interrompe il funzionamento di quest'ultimo nel caso in cui la temperatura all'interno dell'alimentatore dovesse eccessivamente salire.

ALIMENTATORI SWITCHING

glossario

ALIMENTATORI STABILIZZATI A COMMUTAZIONE DA LABORATORIO SERIE HS. La nuova serie di alimentatori con potenza d'uscita di 320 W, realizzata dalla ELIND, utilizza la tecnica "switchmode", con conversione diretta dalla tensione di rete raddrizzata, per la sezione di preregolazione, mentre la successiva sezione di regolazione veloce è costituita da un regolatore lineare. La più elevata velocità di risposta del preregolatore "switchmode" a 20 kHz, rispetto a quella dei preregolatori impieganti SCR o triac con parzializzazione a frequenza di rete, consente di minimizzare la potenza dissipata dal postregolatore a transistori e di ridurre le sollecitazioni in tensione dei transistori stessi nel caso di grandi escursioni transitorie della tensione d'uscita.
I sei modelli della serie hanno tensione d'uscita massima di 16 V, 32 V, 50 V, 80 V, 120 V e 200 V. Le correnti d'uscita dei diversi modelli coprono un campo da 1,6 A a 16 A. I due modelli a tensione più elevata impiegano, per il postregolatore, transistori MOS-FET di potenza.
La soluzione "switchmode" adottata per la conversione primaria ha consentito di realizzare questi alimentatori in dimensioni ridotte (2 unità rack 19") e con un peso di soli 6,6 kg.
Per informazioni più dettagliate rivolgersi alla:
ELIND s.r.l. - Via Torino, 30 - 20053 Cernusco Sul Naviglio (MI) - Tel. 92.37.212 - Telex 331113.

TRANSIENT RECOVERY TIME: è il tempo richiesto ad un alimentatore per riacquistare il valore di tensione primitivo alterato da un'improvvisa variazione del carico o della tensione d'ingresso.

UNDERSHOOT: una variazione transitoria *in meno* rispetto al valore nominale della tensione d'uscita dell'alimentatore, prodotta da un'improvvisa variazione nel carico o nella tensione d'ingresso della rete (vedi figura 9).

UPS = Uninterruptible Power Supply: un alimentatore che continua a fornire tensione continua anche nel caso in cui venga a mancare la tensione di rete d'ingresso. In questo caso, all'atto dell'interruzione della rete viene inserita automaticamente una batteria-tampone seguita da un convertitore cc/cc (alimentatore stabilizzato in continua) oppure da un convertitore cc/ca (inverter).

VOLTAGE BALANCE: la differenza in percento tra le due tensioni d'uscita di polarità opposta in un alimentatore avente due tensioni d'uscita con valore nominale uguale.

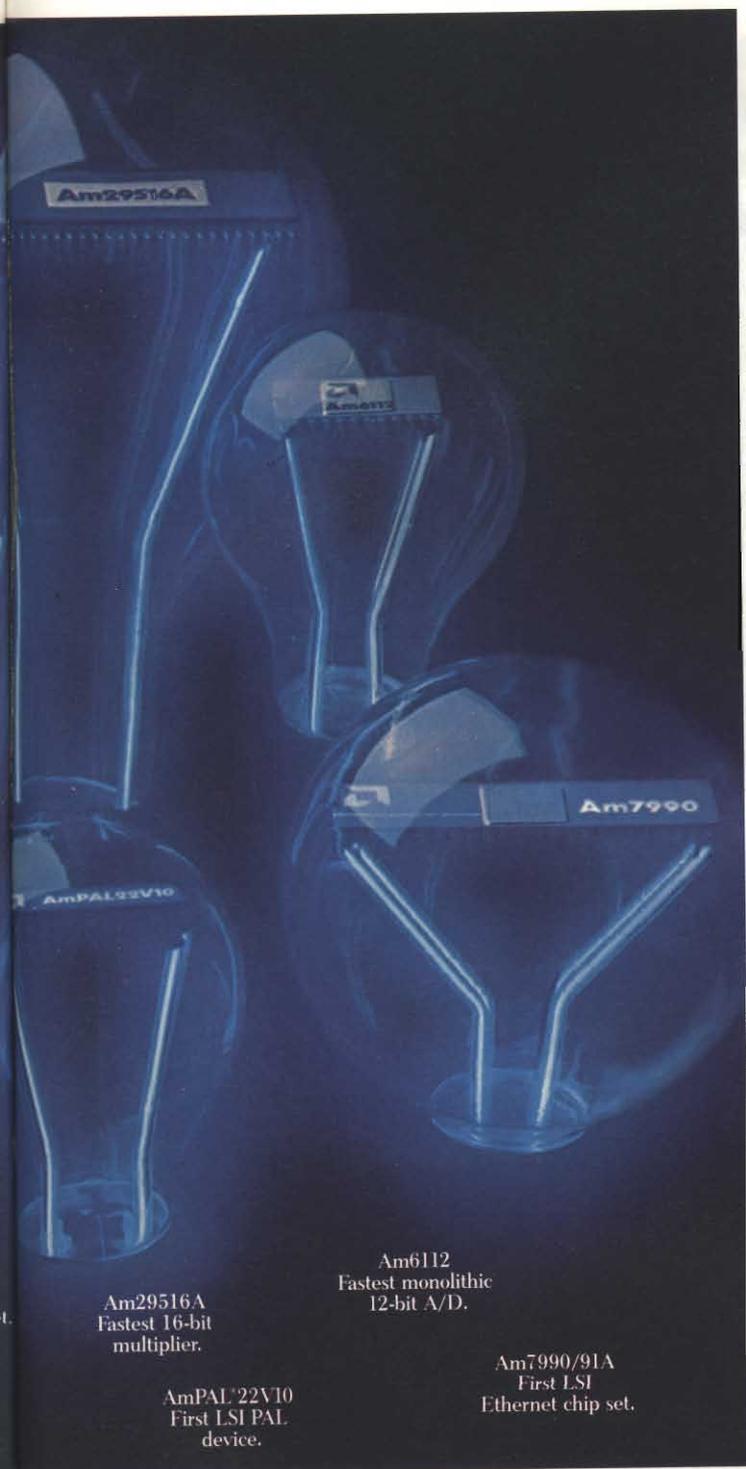
WARM-UP DRIFT: variazione iniziale della tensione d'uscita di un alimentatore prima che questo abbia raggiunto l'equilibrio termico in condizioni di massimo carico, tensione di rete nominale e temperatura ambiente di 25 °C.

WARM-UP TIME: tempo richiesto da un alimentatore per dare le prestazioni nominali previste dopo essere stato "acceso".

La documentazione di cui ci siamo serviti per realizzare questo glossario ci è stata fornita dalla **KONTRON S.p.A. - Divisione elettronica.**

IL VOSTRO COSTRUTTORE DI CHIP È

Distributori Advanced Micro Devices:
Eledra 3S S.p.A. - Milano 02/34.97.51 - Roma 06/811.01.51 - Torino 011/309.91.11 - Bologna 051/30.77.81 - Padova 049/65.54.88
Kontron S.p.A. - Milano 02/507.21 - Padova 049/75.47.17 - Torino 011/74.61.91 - Roma 06/42.20.91 - Modena 059/35.60.80
Lasi Elettronica S.p.A. - Milano 02/612.04.41 - Bologna 051/35.38.15 - Roma 06/540.53.01 - Torino 011/35.92.77

BRILLANTE QUANTO LO SIETE VOI?

Am29516A
Fastest 16-bit
multiplier.

Am6112
Fastest monolithic
12-bit A/D.

Am7990/91A
First LSI
Ethernet chip set.

AmPAL'22V10
First LSI PAL
device.

Voi fate tutto il possibile per stare al passo con la concorrenza. Non dovrebbe fare altrettanto il Vostro fornitore di circuiti integrati?

Pensiamo di sì.

Nel 1983 abbiamo speso una percentuale pari al 18.7% in ricerca e sviluppo.

È più di quanto abbia fatto qualsiasi altra società costruttrice di circuiti integrati ed è per questo motivo che il 40% del ricavo delle vendite deriva da prodotti di nostra invenzione.

Il nostro CRT controller Am8052 vi permette di esprimere al meglio le vostre prestazioni su video ed il nostro dispositivo Am7910 è il solo Modem che possiate programmare per i maggiori sistemi di telefonia in qualsiasi parte del mondo.

Abbiamo costruito il primo set VLSI Ethernet chip veramente perfetto ed il solo kit completo in grado di superare l'alta velocità nel processo dei segnali digitali.

Abbiamo fabbricato la prima EPROM 512K ed il microprocessore più veloce del mondo.

Siamo degli innovatori anche in fatto di qualità.

Mentre le altre garanzie sono lunghe e prolisse le nostre sono brevi e dolci.

The International Standard of Quality guarantees a 0.1% AQL on all electrical parameters, AC and DC, over the entire operating range.

INT·STD·1000

Se avete un prodotto con il quale volete veramente eccellere contattateci! Vi metteremo in una posizione di testa rispetto alla concorrenza, così come lo siamo noi.

Advanced Micro Devices

Centro Direzionale, Via Novara 570 - 20153 MILANO - Tel. 02/3390541 (ric. aut.)

Per informazioni indicare **Rif. P 16** sul tagliando

L'INTERFACCIAMENTO DEI MICROCOMPUTER

ing. Ennio De Lorenzo

Nella sua definizione più generica l'INTERFACCIA è l'architettura di connessione tra le parti di un sistema per il trasporto e/o la trasformazione di informazioni. INTERFACCIARE un computer significa perciò collegare l'elaboratore a dispositivi periferici che gli permettono di comunicare con il mondo "esterno". Questi dispositivi periferici possono avere diverse funzioni: possono servire alla comunicazione con l'uomo (come p. es. la tastiera, il video-monitor o la stampante) oppure al controllo di processi al collegamento con memorie di massa (p. es. i floppy-disc), alla trasmissione dei dati a distanza, ecc... L'industria produce dispositivi periferici con diverse modalità per l'immissione e l'emissione dei dati e perciò sorse ben presto l'esigenza di una standardizzazione dei collegamenti fra i diversi dispositivi.

In questo articolo tratteremo appunto alcuni degli standard più in uso: la più "classica" delle interfacce - l'RS 232 - venne già descritta nell'articolo 11/83 di SELEZIONE e di questa ne riportiamo qui i punti più salienti. Vi aggiungeremo il TTY (o current loop) l'interfaccia parallela Centronix ed il Bus IEEE-488 (IEC).

Tutte queste interfacce trasmettono normalmente caratteri in codice ASCII.

Fig. 1 - Il formato dei dati nella trasmissione seriale asincrona per l'interfaccia RS 232 (V. 24) e TTY.

Lo standard RS 232 o V. 24

Lo standard americano (EIA) RS 232 definisce le caratteristiche meccaniche ed elettriche di un'interfaccia seriale asincrona e corrisponde allo standard europeo (CCITT) V.24. I caratteri vengono trasmessi come sequenza di singoli Bits preceduti da un Bit di start (livello basso = "0" logico) e seguiti da uno o due Bit di stop (livello alto = "1" logico): il treno degli impulsi è raffigurato in *figura 1*.

Lo standard RS 232 regola la trasmissione dei dati a distanza: la velocità di trasmissione raggiunge i 19200 Bit/sec.

Le tre linee principali sono: GND (GrouND=massa) TxD (Transmitted Data = dati in trasmissione) e RxD (Received Data = dati in ricezione). Oltre a queste linee vengono definite altre che regolano il "traffico" fra il computer ed il dispositivo periferico (che può essere una stampante un modem od un terminale video): sono p.es. le linee di RTS (Request to send = richiesta di trasmis-sione) e CTS (Clear To Send = pronto a trasmettere) usate da molti dispositivi periferici per il procedimento di "hand shake" (stretta di mano). La *tabella 1* riporta un listato completo dei segnali adoperati dallo standard RS 232.

Fig. 2 - Il connettore a 25 poli del tipo MIN-D per l'interfaccia RS 232.

Lo standard RS 232 prescrive i seguenti livelli:
Segnale logico "1": —3V ... —15V
Segnale logico "0": +3V ... +15V

La lunghezza dei cavi non deve superare i 30 metri.

Il connettore è un cosiddetto "MIN D" a 25 poli (p. es. Cannon 7592). Un fac-simile è riportato in *figura 2*.

Il connettore "maschio" si trova sul calcolatore, quello "femmina" sul dispositivo periferico (Stampante, terminale video o modem).

L'interfaccia RS 232 prevede normalmente l'uso di un modem per lo scambio di informazioni fra due dispositivi. Se si vogliono allacciare due computer oppure un computer con la periferica direttamente fra loro (senza

Fig. 3 - La disposizione delle linee nel cavo "0=Modem" (eliminatore di modem).

Tabella 1: I segnali dell'interfaccia RS 232.
DTE (Data Terminal Equipment) è la "sorgente" o il "terminale" dei dati (spesso l'elaboratore)
DCE (Data Communication Equipment) è il dispositivo di comunicazione (modem).

	simbolo			contatti connettore	descrizione		direzione Modem (DCE) / Terminal (DTE)
	CCITT V.24	EIA RS 232	DIN 66020		italiano	inglese	
masse	101	AA	E 1	1	massa di protezione	Protective ground	o—o
	102	AB	E 2	7	massa dei segnali	Signal ground/Common return	o—o
dati	103	BA	D 1	2	dati in trasmissione	Transmittad data (TD)	←—o
	104	BB	D 2	3	dati in ricezione	Received data (RD)	o—→
segnali di controllo	105	CA	S 2	4	richiesta di trasmissione	Request to send (RTS)	←—o
	106	CB	M 2	5	pronto per la trasmissione	Clear to send (CTS)	o—→
	107	CC	M 1	6	DCE è in funzione	Data set ready (DSR)	o—→
	108.1		S 1.1	20	inserisci la linea di trasmissione	Connect data set to line	←—o
	108.2	CD	S 1.2	20	DTE è in funzione	Data terminal ready (DTR)	←—o
	125	CE	M 3	22	chiamata in arrivo	Ring indicator (RI)	o—→
	109	CF	M 5	8	segnale di ricezione è presente	Received line signal detector (DCD) (Carrier detector)	o—→
	110	CG	M 6	21	qualità del segnale	Signal quality detector	o—→
	111	CH	S 4	23	velocità di trasmiss. (scelta dal terminale)	Data signal rate selector (DTE)	←—o
	112	CI	M 4	23	velocità di trasmiss. (scelta dal modem)	Data signal rate selector (DCE)	o—→
	126	CK	S 5	11	scelta della frequenza di trasmissione	Select transmit frequency (200 baud modem)	←—o
clock	113	DA	T 1	24	clock di trasmiss. al modem	Transmitter signal element timing (Transmit clock to modem DTE)	←—o
	114	DB	T 2	15	clock di trasmiss. dal modem	Transmitter signal element timing (TC) (Transmit clock from modem DCE)	o—→
	115	DD	T 4	17	clock di ricezione	Receiver signal element timing (RC) Receive clock	o—→
canale supplementare	118	SBA	HD 1	14	dati in trasmiss. del canale ausiliario	Secondary transmitted data	←—o
	119	SBB	HD 2	16	dati in ricezione del canale secondario	Secondary recelved data	o—→
	120	SCA	HS 2	19	richiesta di trasm. del canale ausiliario	Secondary request to send	←—o
	121	SCB	HM 2	13	pronto per la trasm. del canale ausiliario	Secondary clear to send	o—→
	122	SCF	HM 5	12	segnale di ricezione presente sul canale ausiliario	Secondary Carrier detector	o—→
contatti liberi				9/10	riservato per apparecchi di collaudo	Reserved for data set testing	
				11/18/25	non connessi	Unasigned	

un modem interposto) bisogna usare un cavo nominato "0-modem" raffigurato in *figura 3* (vedi anche articolo 11/83 di SELEZIONE).

Dalla figura 3 possiamo anche individuare una possibilità di collaudo del dispositivo di trasmissione/ricezione del computer: se si collegano i piedini 2-3, 4-5 e 6-20 fra loro, il calcolatore conversa ... con se stesso!

I segnali più importanti dell'RS 232:

GND: Signal Ground = massa dei segnali
TxD: Transmitted Data = dati in trasmissione
RxD: Received Data = dati in ricezione
RTS: Request To Send = richiesta di trasmissione
CTS: Clear To Send = pronto a trasmettere

Oltre a queste, talvolta vengono usate le linee: DSR (Data Set Ready), DTR (Data Terminal Ready) e DCD (Data Carrier Detector).

Le linee CTS e RTS realizzano uno scambio di informazioni di controllo reciproco dei dispositivi interconnessi chiamato "handshake" (stretta di mano).

Il segnale RTS (Request To Send) viene usato al ricevitore (p. es. una stampante) che intende trasmettere dei dati. Se il ricevitore è in grado di accettarli, forza la linea CTS (Clear To Send) a "1" e comunica al computer l'o.k. per la trasmissione. Con CTS a "0", il ricevitore risponde invece che è ancora occupato e costringe il trasmettitore ad attendere.

I segnali di "handshake" sono indispensabili quando si devono collegare dispositivi di differente velocità di elaborazione: una stampante (dispositivo meccanico) non riuscirebbe mai ad elaborare i dati che le vengono presentati a velocità "elettronica" dal calcolatore!

Oltre a questi accorgimenti di "handshake" di tipo hardware esistono anche delle convenzioni di tipo software chiamati protocolli di comunicazione (p. es. il protocollo X-ON, X-OFF), che verranno trattati in un'altro articolo.

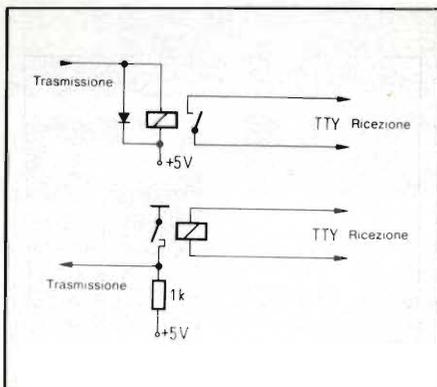



Fig. 4 - L'interfaccia TTY realizzata con relais.

L'interfaccia "current loop" (TTY)

È la più "anziana" delle interfacce seriali. Venne usata principalmente per la comunicazione con telescriventi (Teletype: TTY). Viene pilotata a corrente (20 mA) e presenta il vantaggio di una notevole immunità ai disturbi. La *figura 4* ne dimostra il funzionamento. Vi sono due paia di linee: un "1" viene segnalizzato con la presenza di 20 mA nel circuito, uno "0" con la mancanza di corrente. Nella maggior parte dei casi, la corrente viene fornita dal computer ed il dispositivo periferico è passivo. Se ambedue i dispositivi sono attivi (p. es. due computer) possono sorgere delle difficoltà, specialmente se il pilotaggio avviene con dei transistori (*figura 5a*).

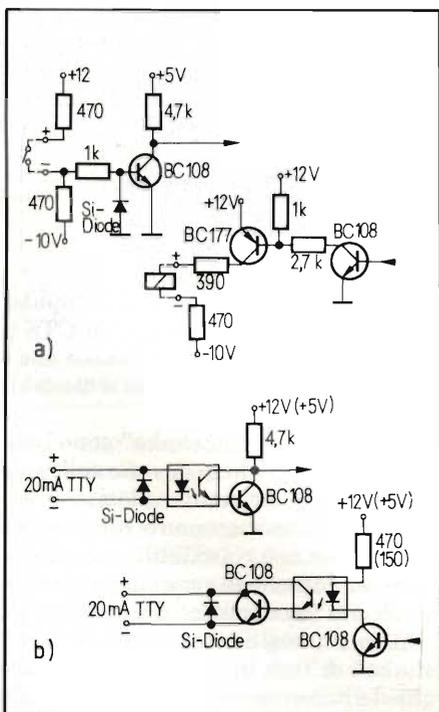



Fig. 5 - L'interfaccia TTY realizzata con transistori (a) ed accoppiatori ottici (b).

Tabella 2: La disposizione dei segnali sul connettore CENTRONIX.

contatti segnale	contatti massa	denominazione segnali	direzione	significato
1	19	$\overline{\text{STROBE}}$	ingresso	impulso per la consegna dei dati alla stampante lunghezza dell'impulso > 0,5 μs
2	20	DATA 1	ingresso	
3	21	DATA 2	ingresso	
4	22	DATA 3	ingresso	bits dei dati: vengono
5	23	DATA 4	ingresso	accettati quando STROBE
6	24	DATA 5	ingresso	è a livello basso
7	25	DATA 6	ingresso	
8	26	DATA 7	ingresso	
9	27	DATA 8	ingresso	
10	28	$\overline{\text{ACKNLG}}$	uscita	impulso di circa 12 μs: livello basso indica che i dati sono stati elaborati e la stampante è in grado di accettarne altri
11	29	BUSY	uscita	quando BUSY è a livello alto, la stampante non è in gado di ricevere dati. BYSY è a livello alto: a) durante la ricezione di dati b) durante la stampa c) in modo OFF-LINE d) in caso di guasto
12	30	PE	uscita	livello alto = non c'è più carta
13	–	–	–	
14	–	$\overline{\text{AUTO FEED XT}}$	ingresso	livello basso = line feed automatico livello alto = no line feed automatico
15	–	NC	–	n.c.
16	–	OV	–	massa dei segnali
17	–	CHASSIS GND	–	massa della stampante (non collegata con la massa dei segnali)
18	–	NC	–	n.c.
19–30	–	GND	–	piedini di massa per 1-12
31	–	$\overline{\text{INIT}}$	ingresso	inizializzazione della stamp. (50 μs a livello basso)
32	–	$\overline{\text{ERROR}}$	uscita	segnale che va a livello basso: a) se la stampante è OFF-LINE b) se la carta è terminata c) in caso di guasto
33	–	GND	–	come 19 - 33
34	–	NC	–	n.c.
45	–	–	–	come 13
36	–	$\overline{\text{SLCT IN}}$	ingresso	selezione della stampante: i codici DC 1...DC3 funzionano solamente se questo segnale è a livello alto.
				n.c. = non connesso

In questo caso è consigliabile l'uso di accoppiatori ottici per la sconnessione "sicura" dei potenziali (*figura 5b*).

L'interfaccia Centronix

L'interfaccia CENTRONIX non è uno standard effettivo in quanto non è normalizzata ufficialmente da un'ente internazionale, ma di fatto costituisce uno standar perchè utilizzata su dispositivi di notevole successo commerciale. L'interfaccia viene utilizzata unicamente per la trasmissione di dati dall'unità centrale ad un'unità periferica di stampa.

Il funzionamento di tutte le stampanti collegate in questo modo è basato sullo scambio "handshake" dei caratteri, i quali vengono prima immagazzinati in un "buffer" interno alla stampante, per poi esser stampati in blocco, riga per riga, al ricevimento del CR

(Carriage Return), che individua appunto il termine di ciascuna riga di stampa. Questa interfaccia lavora con segnali TTL: questo limita la lunghezza dei cavi ad un massimo di 2 m. ed indica che ogni filo deve venir affiancato da un filo di massa (twisted pairs).

Normalmente viene usato un connettore a 36 poli (P. es. l'AMP 57-30360 della APHENOL). La disposizione dei segnali è "standardizzata" solo in parte. In ogni caso i piedini 1 ... 18 conducono i segnali mentre quelli opposti (19 ... 36) sono previsti per la massa. Come esempio abbiamo riportato in tabella 2 la disposizione dei segnali per le stampanti EPSON. La disposizione dei segnali ai piedini 1 ... 11 è comune a tutte le stampanti in commercio. Gli altri pin possono variare secondo il produttore.

Le linee STROBE, BUSY ed ACKNLG sono previste per lo "handshake" con il computer. Questo protocollo si svolge nel modo seguente (*figura 7*): il computer emette i dati sulle linee DATA 1 ... DATA 8 e forza contemporaneamente la linea di STROBE a "0". La stampante risponde con il segnale BUSY (occupato) ad "1" che rimane tale fino a che la stampante non abbia terminato di elaborare i dati trasmessi. Il computer può trasmettere nuovi dati non appena il segnale di BUSY sia ritornato a "0".

Fig. 6 - Il connettore a 36 poli per l'interfaccia CENTRONIX.

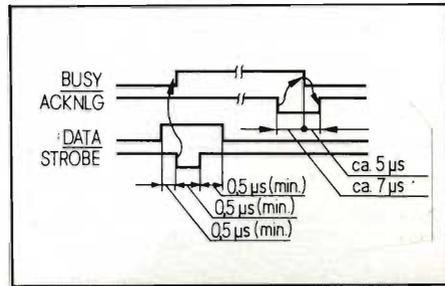



Fig. 7 - Il procedimento di "handshake" nell'interfaccia CENTRONIX.

Il bus IEEE 488 (IEC)

Il Bus IEEE 488 venne sviluppato per interconnettere fra loro strumenti di misura e di controllo. Le definizioni IEC ed IEEE-488 differiscono solamente nella forma dei connettori proposti (*figura 8*). Il numero dei dispositivi connessi è limitato a 20. Il Bus IEEE-488 lavora con logica negativa: OV corrisponde a "1" (attivo) e +5V corrisponde a "0" (non attivo). I segnali sono compatibili TTL, perciò anche qui sono consigliabili lunghezze di cavi non superiori ai 2 m. per dispositivo collegato con un massimo di 20 m. complessivi. La velocità di trasmissione può raggiungere un massimo di 500 kByte/sec.

Al Bus IEEE-488 possono venir collegati tre tipi di dispositivi: Unità pilota (controller), di colloquio (talker = relatore) e di ascolto (listener = ascoltatore).

Il Bus IEEE-488 consta di 16 linee: 8 per la trasmissione dei dati, 3 per il controllo di tale trasmissione e 5 per operazioni di controllo generale.

Tutti i dispositivi vengono allacciati in modo parallelo. L'unità di controllo emette comandi al Bus od agli altri dispositivi allacciati e controlla il traffico sul bus. Questa unità può autodefinirsi come relatore (talker) od uditore (listener). In tutto il sistema solo una unità alla volta può essere attiva.

Tipici "uditori" sono dispositivi che possono ricevere dati da altri apparecchi: p. es. la stampante ed il terminale video. "Relatori" sono apparecchi che possono trasmettere dei messaggi: p. es. strumenti di misura.

Ogni apparecchio ha in indirizzo definito e l'unità di controllo (nella maggior parte dei casi il computer) decide quale dispositivo può trasmettere sul Bus e controlla la trasmissione.

Le linee dell'IEEE-488 sono riportate in *tabella 3*.

La funzione delle singole linee è la seguente:

ATN (Attention) Determina se sul Bus vengono trasmessi dati ("0") o comandi ("1").

IFC (Interface clear) predispone tutti i dispositivi allacciati al Bus in uno stato definito.

REN (Remote enable) predispone gli apparecchi per il funzionamento a distanza. Se sul BUS è presente un'unica stazione di pilotaggio, REN rimane costantemente a "1". Come più stazioni pilota, REN viene attivato per una soltanto.

EOI (End Of Identify) ha due funzioni. Un relatore può segnalare la fine di una trasmissione di dati (ATN = 0), oppure l'unità pilota può iniziare un'inchiesta parallela (ATN = 1).

DIO1...DIO8 sono le linee sulle quali possono venir trasportati sia comandi (ATN = 1) che Dati (ATN = 0).

SRQ (Service Request) è a disposizione di tutti gli apparecchi sul Bus. La linea viene attivata ogni volta che un apparecchio vuole venir servito dall'unità

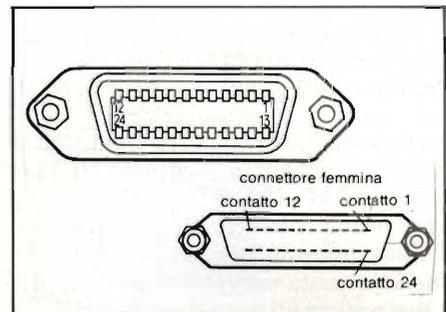



Fig. 8 - Il connettore per il Bus IEEE-488 nelle due versioni: quella americana ed europea (IEC).

Tabella 3: Linee del Bus IEEE-488.

IEC 66.22		IEEE	IEC 66.22		IEEE
Contatto	Segnale	Contatto	Contatto	Segnale	Contatto
1	DIO 1	1	14	DIO 5	13
2	DIO 2	2	15	DIO 6	14
3	DIO 3	3	16	DIO 7	15
4	DIO 4	4	17	DIO 8	16
5	REN	17	18	Masse/GND	–
6	EOI	5	19	Masse (6)	18
7	DAV	6	20	Masse (7)	19
8	NRFD	7	21	Masse (8)	20
9	NDAC	8	22	Masse (9)	21
10	IFC	9	23	Masse/GND	–
11	SRQ	10	24	Masse (11)	23
12	ATN	11	25	Masse (12)	–
13	Abschirmung	12	–	Masse (10)	22

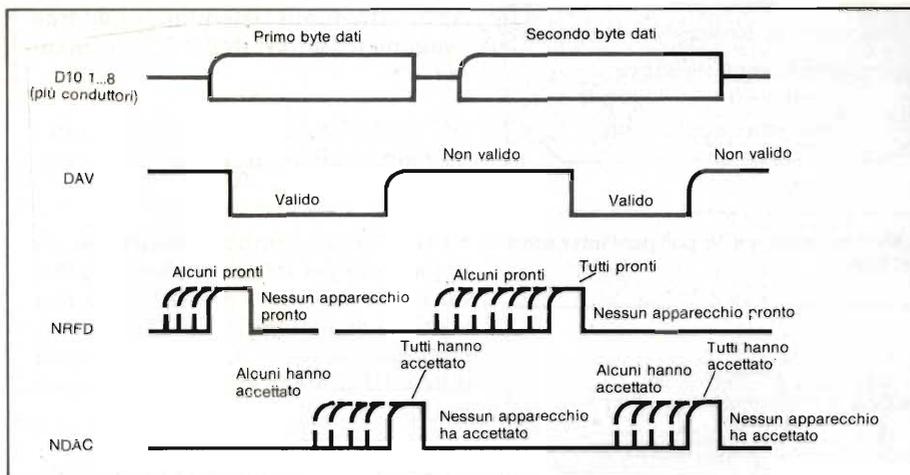



Fig. 9 - Procedimento di "handshake" con i segnali DAV, NRFD e NDAC.

pilota (interrupt). Nella maggior parte dei casi è il pilota ad interrompere il programma per iniziare il procedimento seriale.

DAV (Data Valid) segnala che i Dati sulle linee DIO1...DIO8 sono validi.

NRFD (Not Ready for data) viene emesso da un apparecchio quando non è in grado di ricevere Dati.

NDAC (No Data Accepted) viene emesso da un apparecchio se non ha ancora accettato i Dati offerti.

La *figura 9* mostra il procedimento di "handshake" con i segnali DAV, NRFD e NDAC. Il trasmettitore esamina per prima cosa se tutti gli apparecchi allacciati sono in condizioni di ricezione. In seguito vengono emessi i Dati sul Bus e viene attivato il segnale DAV (Data Valid). I ricevitori possono ora accettare i dati e forzano la linea NRFD a "0" (attiva). L'emettitore deve aspettare fino a che i ricevitori abbiano finito di leggere i dati (vi possono essere più destinatari che lavorano a differenti velocità). L'attesa si prolunga fino a che anche il più lento dei ricevitori tenga attiva la linea NDAC (No Data Accepted) forzandola a "0". Il trasmettitore può ora disattivare la linea DAV ed il ciclo può ripetersi.

La velocità di colloquio viene pertanto determinata dall'apparecchio più lento collegato al Bus.

Qui ci limitiamo a questa sommaria introduzione del funzionamento di questo Bus per ragioni di spazio: la descrizione completa di tutti i comandi riempie infatti un libro intero.

Alcuni calcolatori (HP, Commodore) permettono il pilotaggio del Bus IEEE-488 in maniera elegante con semplici istruzioni in BASIC (OPEN, INPUT#, PRINT#, CLOSE).

- Nuovo multimetro 4½ cifre
- Precisione base c.c. 0,03%
- Risoluzione 10 μV
- Solamente Lit. 431.500*

1937
Mod. 260
(ancora attuale)

1977
Mod. 461-2
(ancora attuale)

1979
Mod. 463
(ancora attuale)

1981
Mod. 467
(ancora attuale)

1983
Mod. 470
(ancora attuale)

Simpson

Il nuovo multimetro palmare Simpson Mod. 474 a 5 funzioni (Volt e Amp. CC-CA, Ohm) più prova diodi e prova di continuità (visiva + audio), prosegue la tradizione di qualità ed affidabilità iniziata col classico tester Mod. 260 sin dal 1937 e continuata sino ad oggi con tutti gli altri modelli.

* *Prezzo riferito a $ = L. 1.650 / Pagamento in contanti*

Sede: 20121 Milano - Via T. da Cazzaniga, 9/6
Tel. (02) 6596171 (5 linee) - Telex 310123 Viane I
Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme, 97
Tel. (06) 7576941/250 - 7555108

Agente per le Tre Venezie - Bergamo - Brescia:
LUCIANO DESTRO
37134 Verona - Via Dei Castelbarco, 13 - Tel. (045) 585396

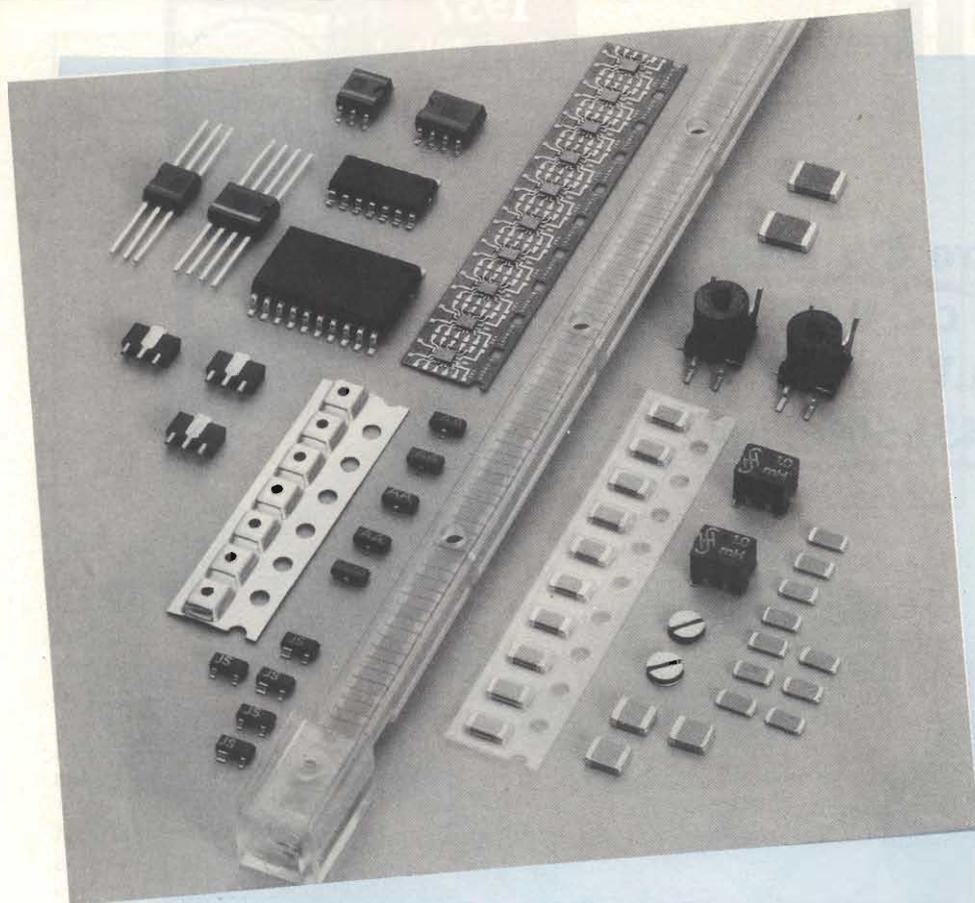
Per informazioni indicare **Rif. P 17** sul tagliando

Tagliare e spedire in busta chiusa alla: VIANELLO S.p.A. - 20121 Milano - Via T. da Cazzaniga, 9/6

INVIATEMI SENZA IMPEGNO MAGGIORI INFORMAZIONI

ALL'ATT. DEL SIG.
SOCIETÀ/ENTE
REPARTO
INDIRIZZO
CITTÀ
CAP
TEL.

9/84/S
SR

PROGRAMMA SIEMENS PER COMPONENTI SMD

I componenti SMD sono dispositivi attivi e passivi di dimensioni estremamente ridotte e sprovvisti di terminali. Sono stati da tempo introdotti principalmente per due motivi:

— riduzione delle dimensioni delle piastre a circuito stampato sui quali vengono montati, e conseguente riduzione delle dimensioni delle apparecchiature di cui le piastre fanno parte;
— consentire il montaggio di questi componenti ricorrendo a sistemi completamente automatizzati, basati su macchine comandate da computer allo scopo di diminuire i tempi di assemblaggio e assicurare il corretto montaggio dei componenti SMD sul rame delle piastre, e in definitiva ridurre quasi a zero il numero delle piastre di scarto;
— assicurare una grande sicurezza di funzionamento nel tempo delle piastre assemblate, e di conseguenza ridurre i costi di produzione delle apparecchiature finite.

Interessante è costatare come i componenti SMD, e cioè i componenti privi di terminali, possano coabitare in una stessa scheda con componenti con terminali per i quali fino ad oggi non è stata prevista la soluzione SMD.

Nel settore dei componenti attivi possono considerarsi componenti SMD quelli in contenitore SOT (diodi e transistori) e in contenitori SO (circuiti integrati). Nel settore dei componenti passivi si possono annoverare i condensatori a chip, i termistori e alcuni tipi di induttori.

Sono ormai dieci anni che la *Siemens Componenti elettronici* mette a disposizione del progettista componenti attivi e passivi sprovvisti di terminali.
Attualmente sono disponibili:
— circuiti integrati;
— transistori e diodi;
— condensatori ceramici a più strati;
— induttanze e termistori NTC.

Sono in preparazione:

— condensatori al tantalio;
— termistori PTC;
— varistori.

Tutti questi componenti sono disponibili anche in confezioni adatte per il caricamento delle attuali macchine di assemblaggio automatico.

DENTRO AL COMPONENT

COMPONENTI SMD ATTIVI

È stata la continua tendenza a ridurre sempre di più le dimensioni delle attuali apparecchiature elettroniche, a migliorarne le prestazioni riducendone contemporaneamente i costi che ha dato il via all'introduzione e all'affermazione della nuova famiglia di componenti elettronici attivi e passivi noti come *componenti SMD*. (SMD = Surface Mounted Devices), componenti cioè privi di terminali, e fatti apposta per essere montati direttamente sul circuito stampato oppure sul substrato dei circuiti ibridi.

Il montaggio di questi componenti viene effettuato mediante particolari macchine automatiche mentre la loro saldatura sul

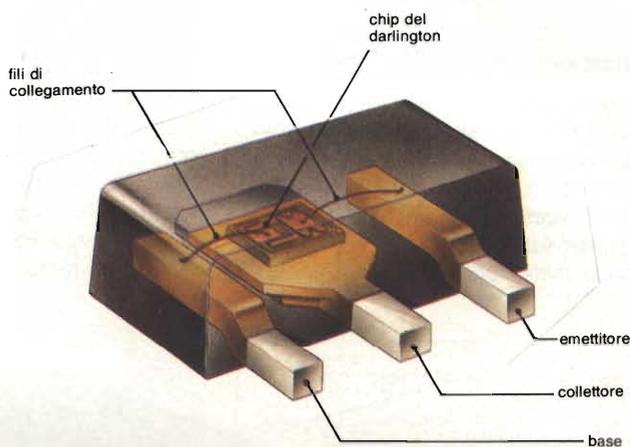
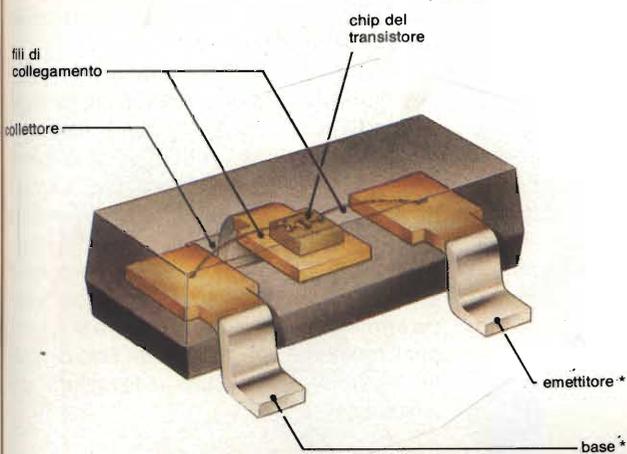
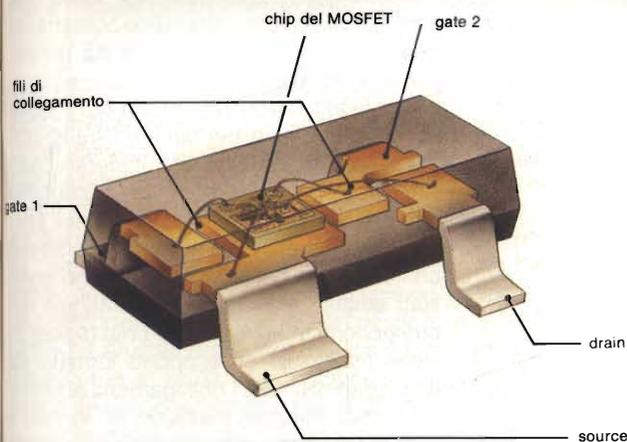



Fig. 1 - Spaccati che mostrano la configurazione e la struttura interna dei contenitori normalmente impiegati nei diodi e nei transistori SMD.

rame del circuito stampato può essere fatta mediante uno qualsiasi degli attuali sistemi di saldatura (per esempio, a immersione oppure a riflusso). Possiamo pertanto affermare che per alcuni tipi di apparecchiature è finito il tempo con cui le loro schede erano "piene" di componenti ingombranti, muniti di terminali lunghi che dovevano essere tagliati, ripiegati e ribattuti.

L'applicazione diretta su piastre a circuito stampato di componenti di piccole dimensioni e privi di terminali offre pertanto questi chiari vantaggi:

- riduzione delle dimensioni delle piastre;
- costi minori per il loro assemblaggio;
- maggiore affidabilità sia dei componenti sia delle apparecchiature;
- prestazioni migliori in radio frequenza.

Se attualmente tutti i componenti richiesti dai vari circuiti fossero disponibili in versione "senza terminali" non ci sarebbe bisogno di effettuare i fori sulle piastre e i componenti potrebbero essere montati su entrambe le facce del circuito stampato.

Sfortunatamente, allo stato della attuale tecnologia componentistica, alcuni componenti muniti di terminali debbono essere montati sulla stessa piastra dove si trovano i componenti SMD, di conseguenza, i componenti con terminali dovranno essere montati con le solite macchine, tutti su una faccia del circuito stampato mentre i componenti sprovvisti di terminali verranno montati sull'altra faccia della piastra mediante macchine automatiche.

Un nostro servizio sui componenti SMD e le macchine per il loro montaggio è apparso sul numero di Gennaio di Selezione. Era un riassunto di una conferenza stampa durante la quale la *Philips-Elcoma* aveva presentato a tutte le riviste più qualificate del settore i suoi componenti e la sua "filosofia" al riguardo.

In questa rubrica "Dentro al componente" è nostra intenzione approfondire l'argomento per ciò che riguarda i componenti SMD Philips e non le macchine per il loro montaggio.

DENTRO AL COMPONEN

In questo numero diremo le cose essenziali sui componenti *attivi* SMD (diodi, transistori, integrati) riservandoci di completare l'argomento in un secondo momento presentando anche i componenti *passivi* SMD (resistori, condensatori, ecc.).

Transistori e diodi SMD

Non sono una novità in senso assoluto. Da tempo essi vengono montati sui circuiti integrati ibridi, e sono noti con il nome "Micromin". Il contenutore SOT-23 (*figura 1*) fu infatti introdotto nel lontano '60, il SOT-29 verso la metà degli anni '70 e il SOT-143 all'inizio del 1980. La novità per ciò che riguarda i componenti attivi sprovvisti di terminali è invece rappresentata dal contenitore SOD-80, riservata per il momento ad alcuni tipi di diodi. Si tratta di un contenitore in vetro, ermeticamente sigillato, munito alle due estremità di due flange stagnate che rappresentano l'anodo e il catodo del diodo (figura 1, in basso a destra).

I cristalli impiegati nei transistori e nei diodi SMD descritti sono identici a quelli presenti nei corrispondenti dispositivi racchiusi nei contenitori normali. Provengono infatti dalla stessa linea di produzione. Questi cristalli vengono montati su piccoli "pettini" di metallo; vengono muniti di terminali, ed infine sigillati nei rispettivi conte-
nitori di plastica.

Nei diodi in contenitore SOD-80, i cristal-
vengono serrati tra due blocchetti cilindric
di metallo ed infine incapsulati in vetro. Alle
estremità dei due cilindretti di metallo ven-
gono infine saldati due dischetti stagnat
con funzione di terminali.

I diodi muniti di questo particolare conte-
nitore possono essere montati sul circuito
stampato mediante saldatura ad immersio-
ne. La giunzione di questi diodi può infatt
sopportare una temperatura che tocca
200 °C. A differenza dei diodi in contenitore
plastico SOT-23 (temperatura alla giunzio-
ne = 150 °C), i quali possono contenere
anche due cristalli (e posseggono pertanto
tre terminali), i diodi in contenitore SOD-80
per il momento contengono un solo cristal-
lo, e pertanto hanno una utilizzazione più
limitata.

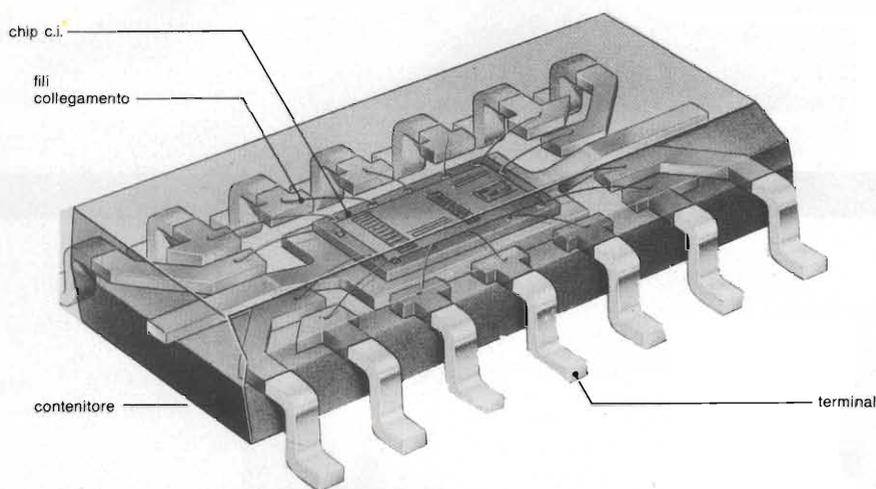



Fig. 2 - Interno di un circuito integrato SMD.

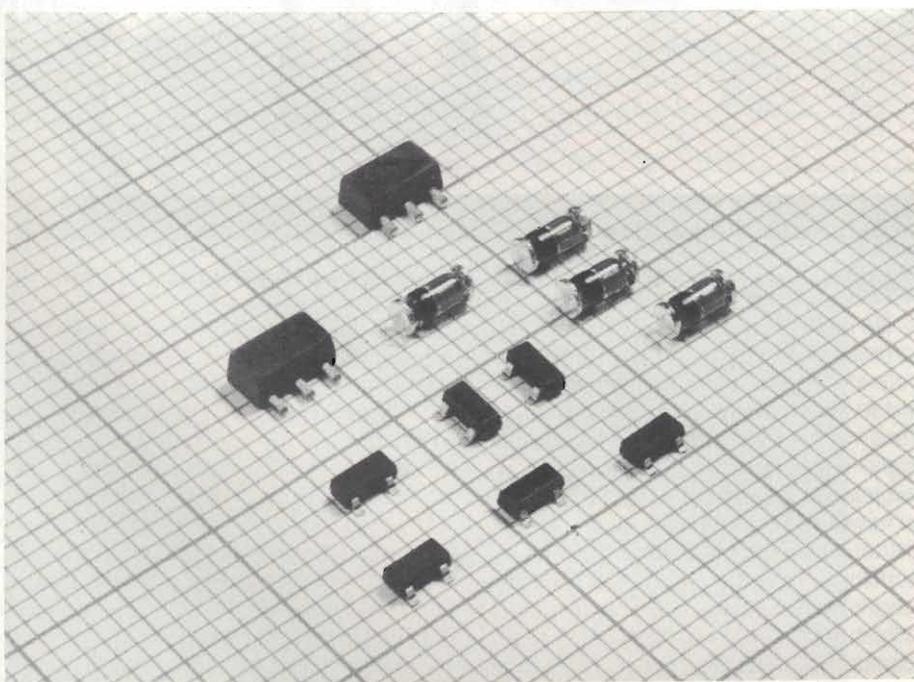



Fig. 3 - Alcuni transistori e diodi SMD. Accanto ai contenitori standard (SOT-23, SOT-89 e SOT-143) troviamo il nuovo contenitore (SOD-80), a destra in alto, contenente il cristallo di un diodo.

Circuiti integrati SMD

Anche questi dispositivi non sono una
novità. Con il loro caratteristico contenitore
(SO) essi sono stati impiegati da tempo
inizialmente negli orologi, e successiva-
mente in tutti i circuiti ibridi sia a film spesso
che sottile. Come nei diodi e i transistori
SMD così anche in questi integrati SMD
viene impiegato lo stesso chip utilizzato ne
corrispondenti integrati con terminali nor-
mali. La differenza sta esclusivamente ne
contenitore e nei collegamenti che sono
stati adattati al sistema di montaggio de
componenti in superficie. Il chip (*figura 2*
viene fissato su un supporto formato da
una lega FeNi 42 e i collegamenti ai termi-
nali sono realizzati mediante fili in oro.
contenitore è di resina epossidica di qualità
elevata e i terminali esterni sono rivesti
con stagno.

Gli integrati SMD permettono di ridurre
ad un terzo l'area occupata dai circuiti inte-
grati normali.

Prestazioni

Dal punto di vista elettrico i componen
attivi SMD (transistori, diodi e integrati) fo
niscono le stesse prestazioni dei loro corr
spondenti con contenitori e terminali no
mali. L'unico parametro da tenere sott'oc
chio è quello *termico* che ovviamente d
pende in gran parte dal contenitore, d
sistema di montaggio e dalla temperatur
dell'ambiente.

In linea di massima si può dire che
contenitori SOT-23 e SOT-143 posson
sopportare una dissipazione che va da 20

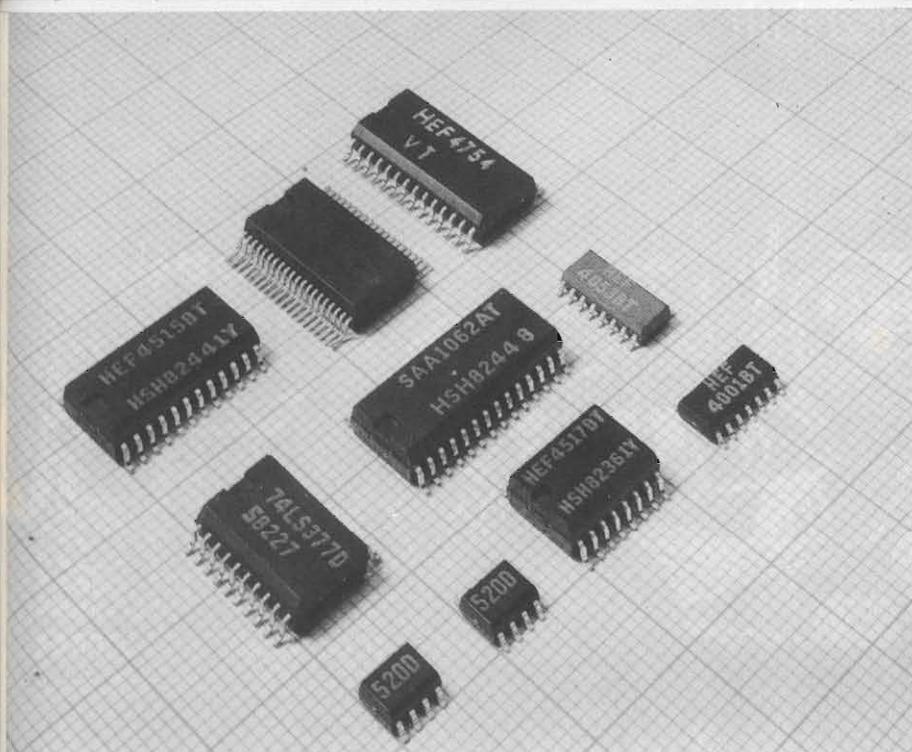
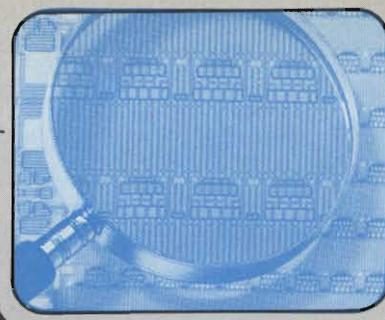



Fig. 4 - Alcuni circuiti integrati SMD.

mW a 400 mW, il SOT-89 da 500 mW a 1000 mW a seconda del dispositivo.

Per conoscere esattamente il valore di dissipazione di ciascun dispositivo occorre comunque consultare i dati forniti dal costruttore. La *figura 5* riporta il solito "circuito" termico utilizzato per calcolare il valore esatto della resistenza termica complessiva intercorrente tra la giunzione e l'ambiente ($R_{th\,j\text{-}a}$). Questa resistenza termica è formata come si sa da varie componenti: e cioè resistenza termica giunzione-terminali ($R_{th\,j\text{-}t}$), resistenza termica tra i terminali e il punto di saldatura al circuito stampato ($R_{th\,t\text{-}s}$), ed infine resistenza termica tra saldatura e ambiente ($R_{th\,s\text{-}a}$). Nella *figura 6* è indicato l'andamento della resistenza termica tra punto di saldatura e ambiente in funzione dell'area del materiale sul quale viene montato il componente. Il grafico prevede infatti il montaggio del componente su normale circuito stampato oppure su substrato in ceramica. Si noti come, mentre quando il dispositivo viene montato su substrato ceramico la resistenza termica tende a diminuire all'aumentare della superficie del substrato, nel caso di montaggio su circuito stampato, essa rimane inalterata e non è minimamente influenzata dall'area dello stampato, mantenedosi quindi elevata. Di questo occorrerà tener conto in ogni particolare progetto.

Il comportamento termico dei circuiti integrati SMD dipende in gran parte dalla

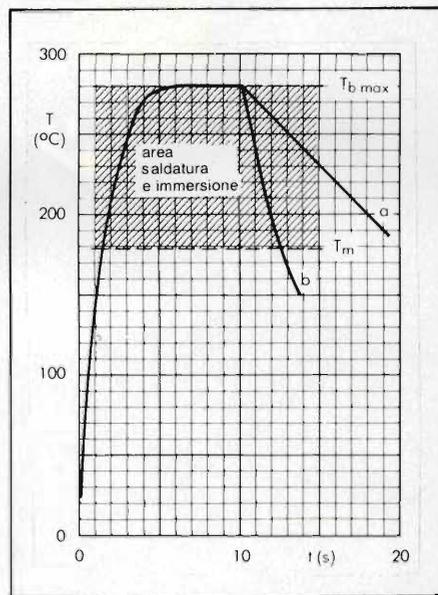



Fig. 7 - Limiti ammissibili per il bagno di saldatura. a) raffreddamento naturale per convezione. b) raffreddamento forzato.

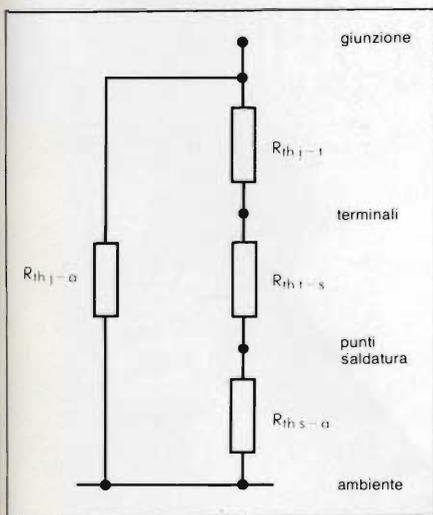
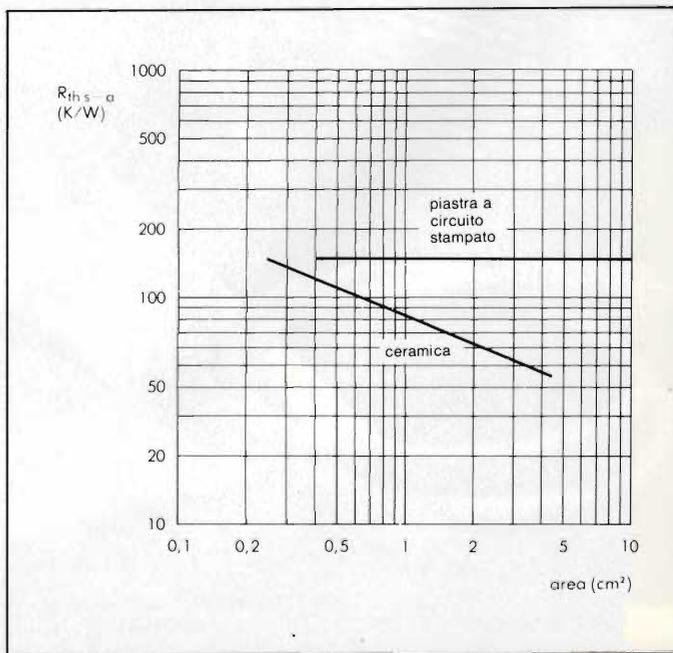
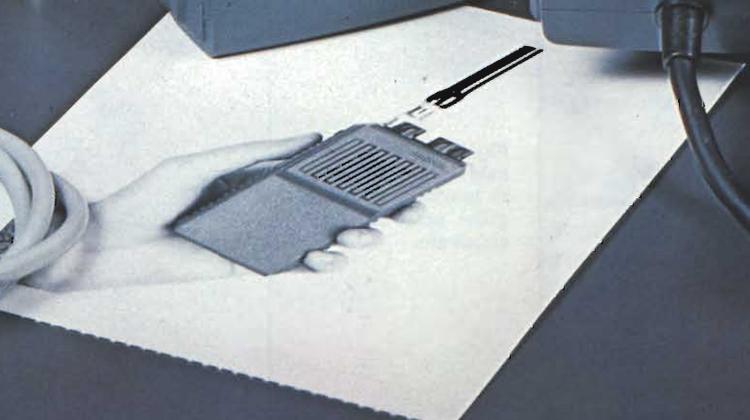
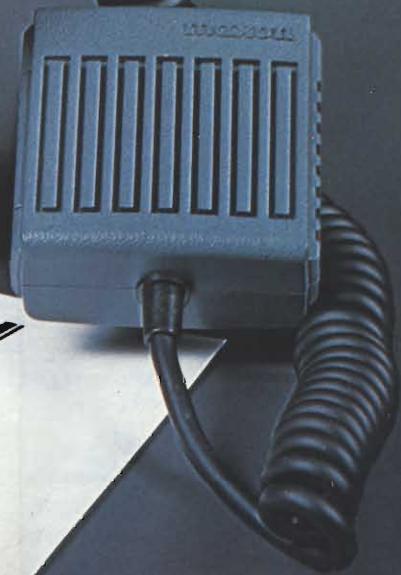
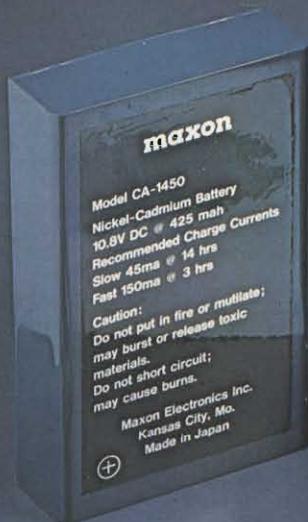
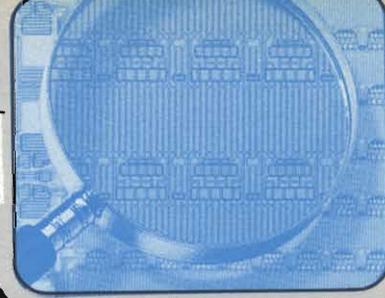



Fig. 5 - Sono le varie resistenze termiche che il calore incontra nel passare dalla giunzione all'ambiente che determinano la massima dissipazione che un dato dispositivo può sopportare.

Fig. 6 - Resistenza tra saldatura e ambiente in funzione dell'area della piastra o del substrato.

natura del substrato sul quale essi sono montati. Si tenga comunque presente che un integrato in contenitore SO montato su una piastra di circuito stampato normale dissipa solo il 67% del colore disperso da un contenitore DIL standard. Sapendo però che un substrato in ceramica possiede una buona conducibilità termica, e volendo fare in modo che l'integrato SMD venga ad avere la stessa resistenza termica posseduta da un analogo integrato in contenitore DIL, occorrerà servirsi del substrato come dissipatore di calore; e per far ciò occorrerà interporre tra substrato e fondo del contenitore dell'integrato uno strato (0,1 mm) delle solite paste conduttrici di calore (compound).

Montaggio

Tutti i dispositivi attivi SMD descritti si prestano ad essere montati sia su normali piastre a circuito stampato sia su piastre di ceramica per circuiti ibridi. I sistemi di saldatura possono essere: quello che prevede l'immersione nel bagno di stagno (wave soldering) oppure quello che prevede il riscaldamento contemporaneo del dispositivo e dello stagno (sistema reflow o saldatura in fase di vapore).

I semiconduttori possono sopportare di essere immersi in un bagno di stagno fuso (temperatura = 280 °C) per un tempo massimo di 10 secondi. Nella *figura 7* è riportata una curva che indica il limite di temperatura ammissibile in un sistema di saldatura ad immersione.

Applicazioni

È evidente che i componenti attivi SMD dovranno essere impiegati tutte le volte che il sistema progettato deve avere come caratteristica preminente la *miniaturizzazione*, e questa è un'esigenza di tutte le apparecchiature portatili.

Nel settore professionale possiamo citarne alcune:

— rivelatori di prossimità;

— apparecchiature per visione notturna.

Più numerose sono quelle in campo consumer. Citiamo le più significative:

— selettori di canali TV;

— orologi;

— telecamere portatili;

Fig. 8 - Esempio di montaggio di componenti attivi e passivi SMD su circuiti stampati.

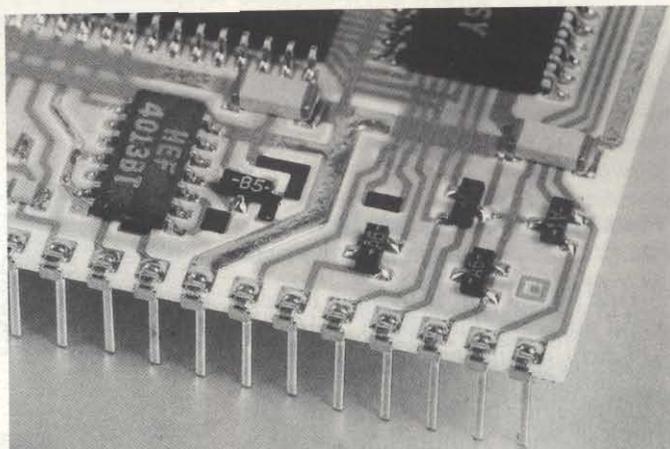



Fig. 9 - Esempio di montaggio di componenti SMD su substrato in ceramica.

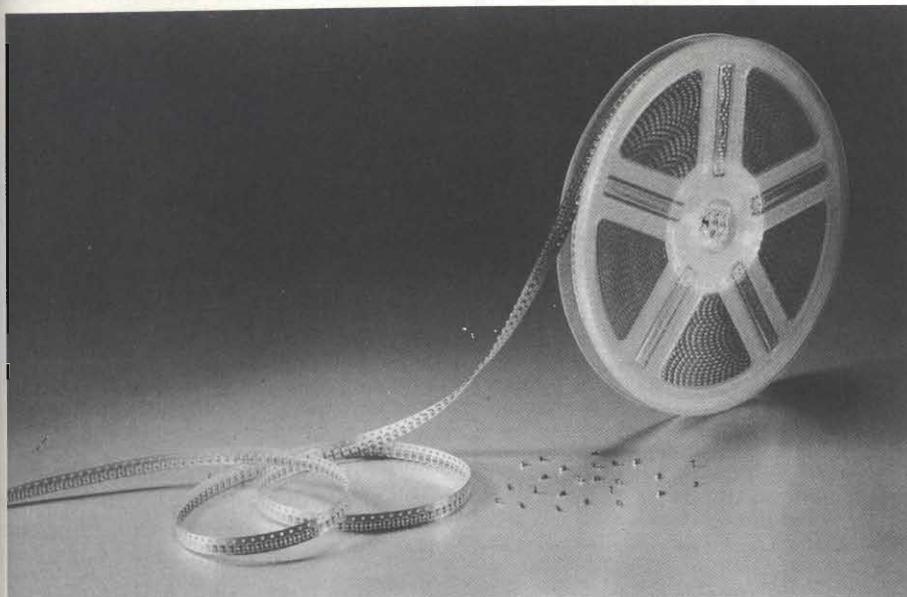



Fig. 10 - Esempio di sistema di confezionamento di diodi SMD in contenitore SOD-80.

— macchine fotografiche;

— registratori portatili;

— radio portatili;

— registratori video;

— circuiti di pilotaggio di display a cristalli liquidi (LCD);

— settore automobilistico.

Confezione

Tutti i componenti SMD (sia attivi che passivi) vengono solitamente presentati in confezioni speciali (*figura 10*) atte ad essere inserite nelle macchine che provvedono al montaggio automatico di questi componenti sulla piastra a circuito stampato. ■

METODI DI ESPANSIONE PER MICROPROCESSORI

Nella prima parte è stato presentato il problema dell'aumento delle prestazioni dei microprocessori ad 8 bit, individuando nella limitata capacità di indirizzamento, il vero "collo di bottiglia" dei sistemi basati su microprocessori ad 8 bit della seconda generazione. Qui vengono proposti alcuni schemi con lo scopo di introdurre i problemi logici e circuitali legati alla espansione della memoria indirizzabile con il metodo del bank-switching. Si giunge infine ad un circuito particolarmente semplice, del quale si illustrano le qualità ed i principi di programmazione. Il circuito proposto consente una flessibile allocazione dei banchi nel campo di memoria del processore. Negli esempi si fa riferimento al microprocessore Z80.

Formalizzazione del problema

Fino ad ora con il termine blocco è stato indicato l'integrato fisico che svolgeva la funzione logica di memoria; introduciamo adesso una nuova terminologia che tenga conto del fatto che non esiste sempre una corrispondenza biunivoca tra elemento fisico ed elemento logico.

In questa nuova ottica, mantenendo inalterata la definizione di blocco, definiremo con il termine pagina la organizzazione logica della memoria.

Con questa nuova terminologia è possibile descrivere la memoria da un punto di vista logico, indipendentemente dalla sua organizzazione a livello fisico.

Consideriamo per esempio il caso di un progettista che voglia costruire un sistema utilizzando le nuove memorie dinamiche da 64 kbit al posto delle vecchie 16k. Queste memorie sono molto interessanti perché (quasi) pin-to-pin compatibili con le vecchie 16k, e consentono quindi di realizzare sistemi con 256 Kbyte di memoria utilizzando lo stesso spazio di circuito stampato che prima era necessario per ottenere solo 64 Kbyte. La procedura di accesso per i nuovi chip da 64K è molto simile a quella da 16K.

La differenza principale tra i due chip consiste nel fatto che per quelli da 64K bit è necessario un indirizzo multi plato in più.

Da un punto di vista logico un blocco di memoria da 64 Kbyte è equivalente a quattro blocchi da 16K ciascuno.

Supponiamo che il nostro progettista voglia usare tre banchi di RAM da 64 Kbyte ciascuno, essi saranno realizzat con tre gruppi di memorie, ciascun composto da 8 chip da 64 Kbit.

Pur avendo ora un solo blocco fisic da 64 Kbyte manteniamo la suddivisio ne logica del banco in quattro pagin da 16 Kbyte ciascuna, in altre parol immaginiamo che ogni gruppo di chi sia suddiviso, al suo interno, in quattr aree, ognuna da 16 Kbyte che chiame remo pagine.

Nel tentativo di trovare il sistema più efficace per gestire l'espansion della memoria indirizzabile, è necessa rio trovare una descrizione formale del la relazione tra gli indirizzi emessi dal la CPU ed i blocchi di memoria conse guentemente attivati.

A tale scopo suddividiamo la memo ria globalmente disponibile in N pagi ne di 16 Kbyte, numerandole da 0 a N-1.

Nella tabella 1 sono riportate tre ta belle nelle quali è evidenziata la logica di selezione di una particolare pagina di memoria in funzione dei parametr esterni.

Nella *tabella 1a)* è mostrata la rela zione tra i valori assunti dalle linee d

A15, A14	MEM
0 0	0
0 1	1
1 0	2
1 1	3

a)

	BANCO 0	BANCO 1	BANCO 2	BANCO 3	
Q0, Q1 / A15, A14	00	01	10	11	
0 0	0	4	8	12	
0 1	1	5	9	13	
1 0	2	6	10	14	
1 1	3	7	11	15	

b)

0 ≤ BLi ≤ 15 0 ≤ i ≤ 3	
A15, A14	BANCO
0 0	BL0
0 1	BL1
1 0	BL2
1 1	BL3

c)

Tab. 1 - Tabelle di attivazione delle pagine di memoria.

DELLA MEMORIA

A 8 BIT

Ingg. F. Pirri e G. Ponziani
Università degli Studi di Firenze Dipartimento di Ingegneria Elettronica - II parte

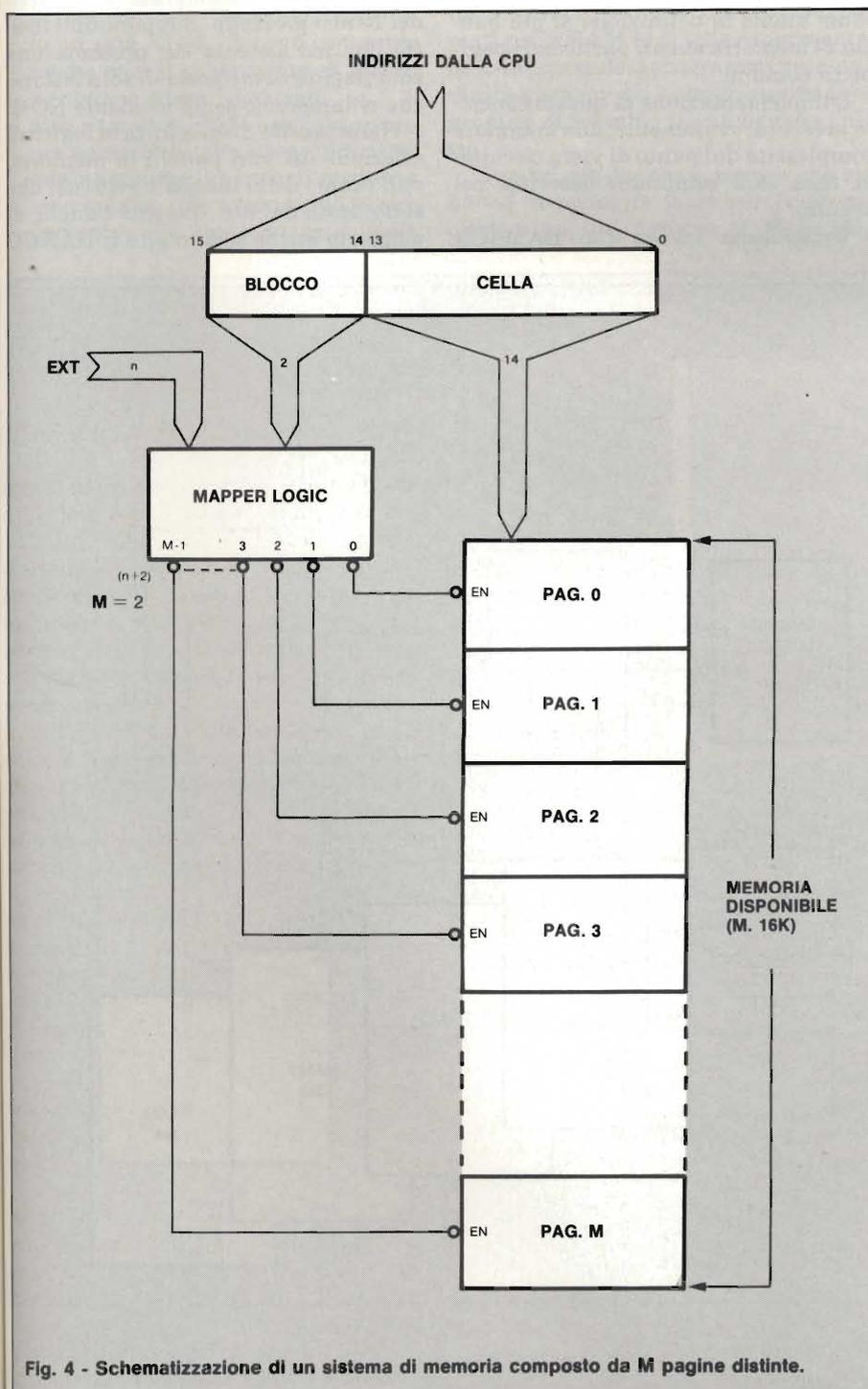



Fig. 4 - Schematizzazione di un sistema di memoria composto da M pagine distinte.

indirizzo A14 e A15, e la corrispondente pagina di memoria selezionata; tale tabella è stata compilata per il circuito di fig. 1, ossia nel caso di memoria non mappata.

La *tabella 1b)* si riferisce al caso di memoria mappata relativo al circuito di *figura 2.* In questo caso, oltre alle variabili A14 e A15, devono essere considerate come variabili anche Q0 e Q1, ossia i valori assunti dal port di uscita. Dall'esame della tabella 1b) è evidente che la CPU esplora una assegnata colonna, corrispondente ad un determinato banco di memoria, variando gli indirizzi A14 ed A15; invece per spostarsi da una colonna all'altra, la CPU deve effettuare una operazione di uscita su OUT-PORT per variare Q0 e Q1.

Un modo alternativo di vedere le cose è schematizzato nella *tabella 1c).* In questa nuova tabella è mostrata la corrispondenza tra gli indirizzi emessi dalla CPU e la pagina di memoria corrispondentemente attivata. La tabella 1c) associa, ad ogni valore assunto dagli indirizzi A14, A15, una nuova variabile BLi, con i compreso tra 0 e 3. Le variabili BLi specificano la particolare pagina di memoria selezionata da A14 e A15, e di conseguenza possono assumere un qualunque valore compreso tra 0 e 15.

La tabella 1c) può essere considerata equivalente alla tabella 1b) nel senso che assegnando quattro valori alle variabili BLi la colonna denominata BANCO è equivalente ad una qualunque colonna della tabella 1b).

Se infatti, per esempio, effetuiamo la seguente assegnazione: BL0 = 4, BL1 = 5, BL2 = 6, BL3 = 7; avremo che la colonna BANCO è effettivamente equivalente alla colonna BANCO1 della tabella 1b).

Potremo dunque affermare che, in conseguenza dei valori assegnati ai BLi, la tabella 1c) sarà, di volta in volta, equivalente ad un particolare banco della tabella 1b). È da notare che nella tabella 1c) sono scomparse le variabili Q0 e Q1 che, nella tabella 1b), serviva-

no ad individuare un particolare banco di memoria. Possiamo dire che le variabili Q0 e Q1 sono ora sostituite dalle assegnazioni effettuate alle variabili BLi.

Questo modo di procedere permette una maggiore flessibilità nella scelta delle pagine chiamate a costituire un banco di memoria. Infatti, mentre nella tabella 1b) le pagine che costituiscono un particolare banco sono direttamente e definitivamente scelte all'atto della compilazione della tabella stessa, la tabella 1c) permette una scelta flessibile delle pagine che costituiscono i banchi di memoria.

Ad esempio è ora possibile definire un quinto banco effettuando le seguenti assegnazioni: BL0 = 12, BL1 = 9, BL2 = 6, BL3 = 3; ottenendo così un nuovo banco che non sarebbe stato realizzabile utilizzando la logica della tabella 1b).

In ultima analisi la flessibilità di scelta offerta dalla tabella 1c) ci consente anche la definizione di più banchi di memoria aventi particolari pagine in comune.

L'implementazione di questo concetto presenta, ovviamente, una maggiore complessità dal punto di vista circuitale, essa sarà comunque descritta nel seguito.

Indichiamo adesso con RAM(0,0), RAM(0,1), RAM(0,2), RAM(0,3) le quattro pagine del primo banco di RAM, con RAM(1,0), ... RAM(1,3) le pagine del secondo banco e così via. In questo modo il secondo indice determina gli indirizzi più significativi che devono essere inviati alle memorie per selezionare la pagina desiderata all'interno del banco prescelto. Supponiamo inoltre che nel sistema sia presente una sola pagina di memoria di sola lettura, che chiameremo semplicemente ROM.

Nella *tabella 2* è mostrata la logica di selezione dei vari banchi di memoria; dall'esame della tabella è evidente che sono stati definiti quattro banchi di memoria anche se in realtà il BANCO

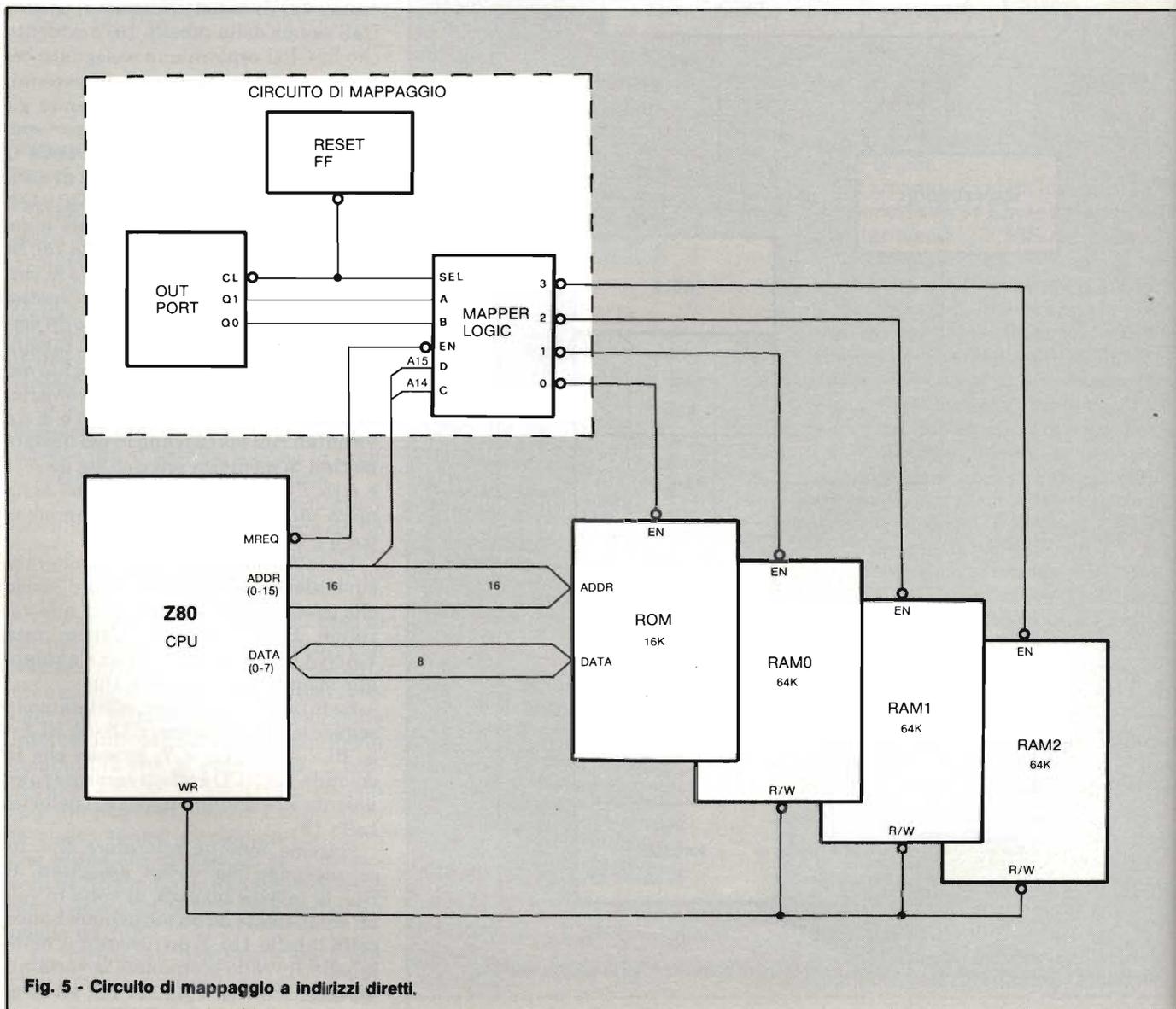



Fig. 5 - Circuito di mappaggio a indirizzi diretti.

0 differisce dal BANCO 1 per la sola presenza della ROM.

Esaminiamo adesso la logica con cui è stata compilata la tabella 2; potenzialmente esistono tutti gli accorgimenti atti ad evitare gli inconvenienti descritti nel paragrafo precedente, infatti:

- al reset iniziale viene dato il controllo ad una ROM, che può contenere anche solo il programma di inizializzazione ed un bootstrap;
- una pagina di RAM speciale è sempre accessibile, allo stesso indirizzo, qualunque sia il banco di memoria selezionato; tale pagina può essere dedicata alla memorizzazione dei programmi di scambio tra i vari banchi e alla memorizzazione dello stack, inoltre essa realizza un buffer di passaggio per i trasferimenti di blocchi di dati.

Dalla ROM vengono dunque eseguiti i programmi di inizializzazione all'atto dell'accensione del sistema ed a ogni reset. Sempre dalla ROM vengono copiati nella RAM (0,3) (che rappresenta la RAM speciale) i programmi necessari alla gestione del sistema, ossia i programmi di scambio tra un banco e l'altro.

Fino ad ora è stato supposto che un banco di memoria fosse composto da quattro pagine, ognuna di 16 Kbyte, per un totale di 64 Kbyte.

In *figura 4* è riportata una schematizzazione di quanto esposto; gli indirizzi provenienti dalla CPU vengono divisi in gruppi. Gli indirizzi A0, A13 sono comuni a tutte le pagine di memoria disponibili nel sistema, la loro funzione è quella di esplorare tutte le celle di memoria contenute all'interno della pagina. Gli indirizzi A14 e A15, tramite la logica di mappaggio, selezionano invece la pagina desiderata; poiché sono previsti due soli indirizzi sarà possibile selezionare al più quattro pagine diverse.

In figura 4 sono anche riportati un certo numero di indirizzi esterni deno-

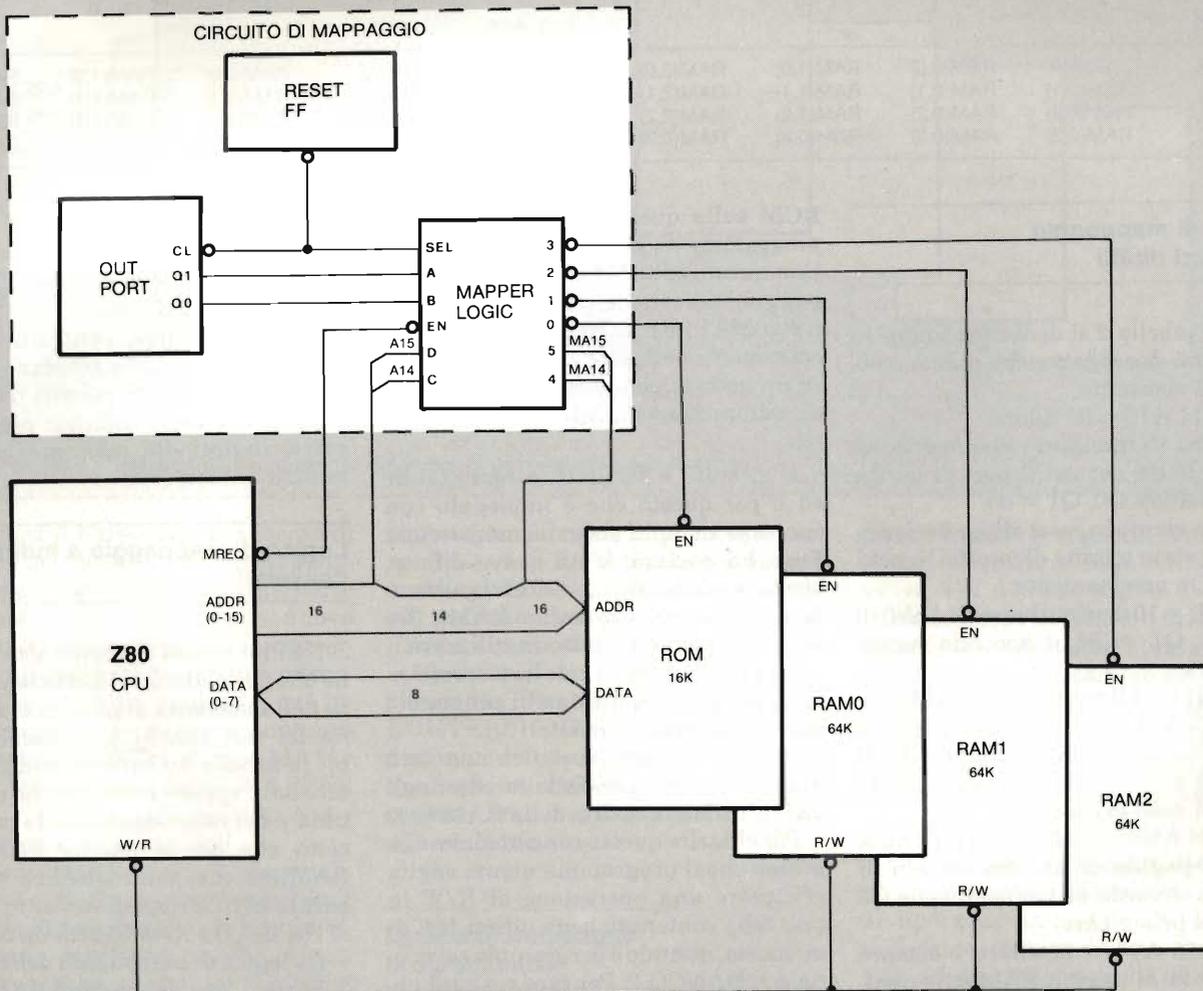



Fig. 6 - Circuito di mappaggio a indirizzi convertiti.

minati EXT che, tramite la logica di mappaggio, permettono di selezionare $2^{(N+2)}$ pagine diverse.

È evidente che, una volta impostato l'indirizzo EXT, è possibile esplorare quattro pagine diverse, variando A14 e A15.

Questo criterio, del tutto generale, ha lo scopo di mostrare che, aggiungendo un numero sufficiente di indirizzi esterni, esiste la possibilità di realizzare sistemi di memoria con più di quattro pagine.

Lo schema prevede una semplice logica di selezione del banco che deve essere impiegato ad ogni ciclo di memoria. Dall'esame delle condizioni sopra enunciate si rileva infatti che ogni banco di memoria deve ricevere gli stessi indirizzi A15...A0 dalla CPU, mentre la selezione, di ogni banco, è affidata allo stato dei segnali Q0 e Q1, nonché al segnale di reset; è infatti necessario selezionare il BANCO 0 ad ogni accensione del sistema e ad ogni reset successivo, poiché in tale banco è situata la quale sia A14 A15 = 11, a questo punt la rete logica contenuta in MAPPE LOGIC si attiverà selezionando l RAM 0 indipendentemente dal valor assunto da OUT PORT.

Infatti come risultato finale dovrem avere che l'operazione di R/W sarà ef fettuata sulla pagina RAM(0,3) invec che sulla pagina desiderata, come è de resto specificato nella tabella 2. Quest avverrà qualunque sia il valore di Q Q1. In altre parole i blocchi RAM(1,3) RAM(2,3) sono fisicamente inaccessi

Tab. 2 - Logica di mappaggio a indirizzi convertiti per memorie realizzate con chip da 64 Kbit.

Q0, Q1 / A15, A14	BANCO 0	BANCO 1	BANCO 2	BANCO 3
	0 0	0 1	1 0	1 1
0 0	ROM	RAM(0,0)	RAM(1,0)	RAM(2,0)
0 1	RAM(0,1)	RAM(0,1)	RAM(1,1)	RAM(2,1)
1 0	RAM(0,2)	RAM(0,2)	RAM(1,2)	RAM(2,2)
1 1	RAM(0,3)	RAM(0,3)	RAM(0,3)	RAM(0,3)

Tab. 3 - Logica di montaggio a indirizzi diretti per memorie realizzate con chip da 64 Kbit.

Q0, Q1 / A15, A14	BANCO 0	BANCO 1	BANCO 2	BANCO 3
	0 0	0 1	1 0	1 1
0 0	ROM	RAM(0,0)	RAM(1,0)	RAM(2,0)
0 1	RAM(1,3)	RAM(0,1)	RAM(1,1)	RAM(2,1)
1 0	RAM(2,3)	RAM(0,2)	RAM(1,2)	RAM(2,2)
1 1	RAM(0,3)	RAM(0,3)	RAM(0,3)	RAM(0,3)

Logica di mappaggio a indirizzi diretti

Dalla tabella 2 si deducono anche le condizioni di progetto, che possono essere così riassunte:

1 - se A14 A15 = 00 allora:
- se siamo in reset deve essere selezionata la ROM per cui il port di uscita deve emettere Q0, Q1 = 00
— se non siamo in reset allora è selezionata la prima pagina di uno dei banchi di RAM, e precisamente:
- se Q0 Q1 = 10 il primo banco RAM(0,0)
- se Q0 Q1 = 01 il secondo banco RAM(1,0)
- se Q0 Q1 = 11 il terzo banco RAM(2,0);

2 - se A14 A15 = 10 allora è selezionata la seconda pagina di uno dei banchi di RAM, in accordo ai valori di Q0 e Q1 come nel caso precedente;

3 - se A14 A15 = 01 allora è selezionata la terza pagina di uno dei banchi di RAM, in accordo ai valori di Q1 e Q0 come nel primo caso;

4 - se A15 A14 = 11 allora è sempre selezionata la pagina RAM(0,3), qualsiasi sia il banco selezionato.

L'assegnazione proposta può essere realizzata da un circuito come quello rappresentato in *figura 5*.

ROM sulla quale sono memorizzati i programmi di gestione e di scambio. Con queste specifiche la logica di mappaggio, indicata nello schema di figura 5 con MAPPER LOGIC, è allora particolarmente semplice e può quindi essere progettata con le consuete tecniche di minimizzazione di reti combinatorie.

Il circuito è facilmente realizzabile ed è per questo che è impiegato con successo in molti sistemi commerciali. Esso ha comunque un grave difetto, che lo rende poco elegante e leggermente antieconomico: le pagine RAM(1,3) e RAM(2,3) sono del tutto inutilizzate.

La spiegazione di ciò deve essere ricercata nella condizione di progetto 4 esposta precedentemente.

In base a questa specifica non sarà mai fisicamente possibile accedere agli ultimi 16K di memoria della RAM 1 e 2.

Per chiarire questo concetto immaginiamo che il programma utente voglia effettuare una operazione di R/W in una cella contenuta negli ultimi 16K di memoria, quando è per esempio selezionato il BANCO 2. Per fare ciò sarà necessario emettere su OUT PORT i valori Q0 Q1 = 01 in modo da selezionare il BANCO 2, successivamente la CPU emetterà sul bus indirizzi un valore nel

bili alla CPU.

Lo schema che verrà proposto nel paragrafo seguente si propone l'eliminazione di questi difetti.

È intuitivo che, contrariamente quanto accade nello schema di figur 5, dovrà essere prevista una rete di ma nipolazione degli indirizzi più signifi cativi inviati dal microprocessore a banchi di memoria.

Logica di mappaggio a indirizzi convertiti

Nell'intento di ricercare una soluzio ne che permetta un più efficiente utiliz zo della memoria disponibile, all'inter no dei vari banchi, prendiamo in esa me la *tabella 3*. Confrontandola con l tabella 2 appare evidente che quest'ul tima è del tutto identica alla prima ec cetto che per le pagine RAM(1,3) RAM(2,3) che, nella tabella 3, sono uti lizzate in BL0 rispettivamente al post di RAM(0,1) e RAM(0,2) della tabella 2

La logica di mappaggio della tabell 3 mostra che le pagine RAM(1,3) RAM(2,3), non accessibili con la logic della tabella 2, sono ora utilizzabili per ché costituiscono le pagine del BANC 0.

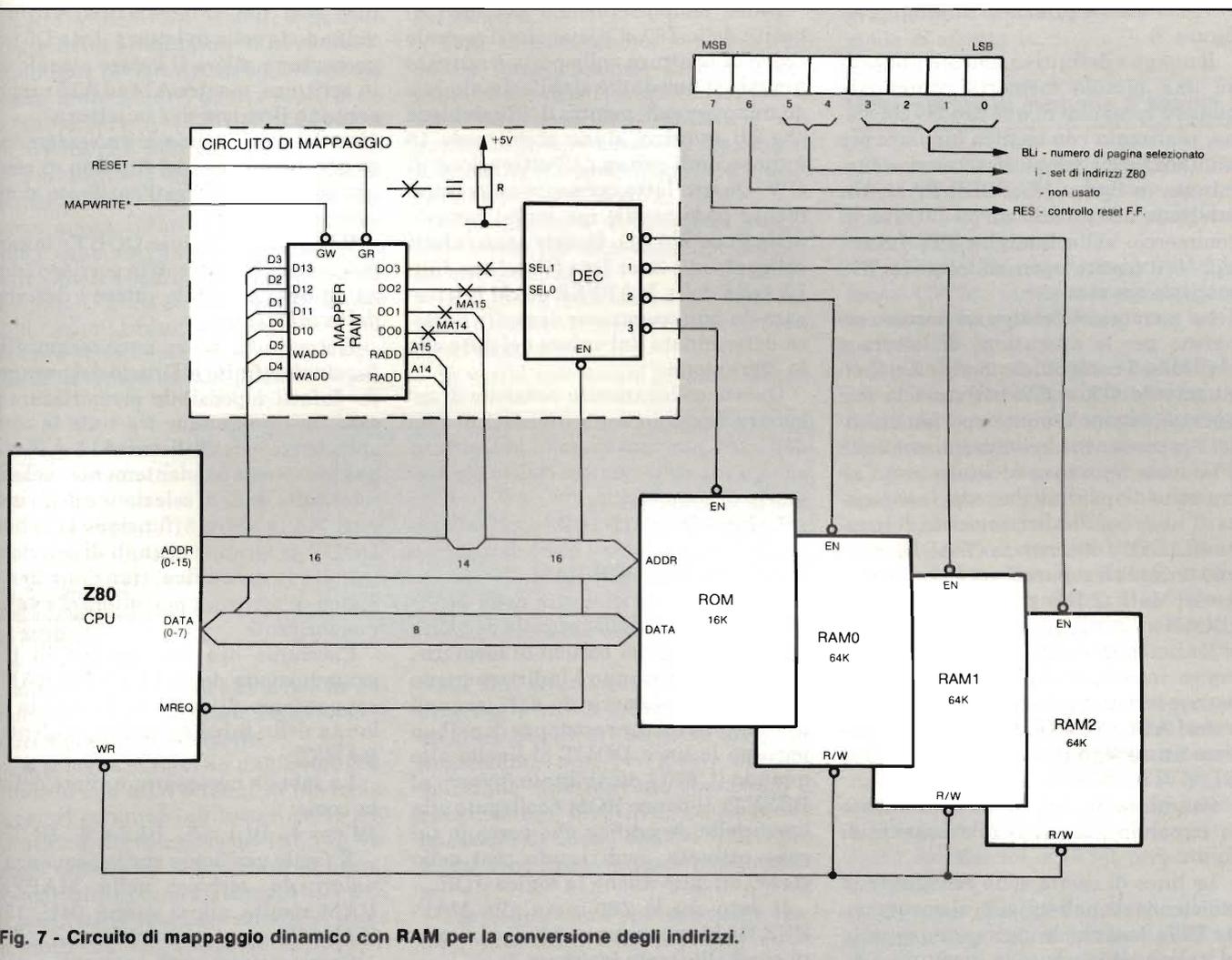



Fig. 7 - Circuito di mappaggio dinamico con RAM per la conversione degli indirizzi.

In *figura 6* è riportato lo schema di massima del nuovo circuito di mappaggio. Come era stato anticipato nel paragrafo precedente, con questo nuovo schema, si rende necessaria la conversione degli indirizzi inviati alle memorie; dall'esame della figura 6 si può infatti notare che le memorie sono ora collegate alle linee di indirizzo MA14 e MA15, provenienti dalla MAPPER LOGIC, e non più agli indirizzi A14 e A15 provenienti dalla CPU.

Sfortunatamente il circuito così definito è più complesso proprio perché gli indirizzi più significativi, da inviare alle memorie, risultano ora dipendenti dal banco selezionato; la MAPPER LOGIC genera, in questo caso, anche gli indirizzi più significativi delle RAM, ovvero i segnali MA15 ed MA14. La maggior complessità della logica di mappaggio spingerà probabilmente il progettista ad una implementazione mediante una ROM bipolare programmabile (PROM), in sostituzione di una più tradizionale rete combinatoria realizzata a porte discrete.

Una soluzione di questo genere è chiamata BANK-SWITCHING A CONVERSIONE DI INDIRIZZI per distinguerla dalla precedente nella quale gli indirizzi, emessi dal microprocessore, erano uguali a quelli inviati alla memoria.

Logica di mappaggio programmabile

Possiamo a questo punto analizzare in una nuova luce la tabella 1c.
Un circuito di mappaggio che voglia operare secondo questa tabella deve poter eseguire le seguenti funzioni:
1 - memorizzazione della corrispondenza tra A14 A15 e le pagine di RAM;
2 - generazione dei segnali di selezione;
3 - variazione dei valori di cui al punto 1 per consentire lo scambio dei banchi.

Il circuito di mappaggio di cui alla *figura 6* può ovviamente svolgere le funzioni ora viste, con la limitazione che le corrispondenze possibili sono "congelate" nella ROM.

D'altra parte queste funzioni possono anche essere svolte da una memoria di tipo programmabile (RAM), eventualmente seguita da una decodifica. L'idea base diviene quella di riscrivere tutto il contenuto della memoria durante la funzione 3-, usando la decodifica per la funzione 2-. Ovviamente la memoria non ha problemi per quanto concerne la funzione 1-.

Viene allora proposto lo schema di figura 7.

Il nuovo e definitivo schema è basato su una piccola memoria contenente quattro locazioni di quattro bit ciascuna, realizzata con tecnica bipolare per minimizzare i tempi di accesso, denominata in figura MAPPER RAM. Un integrato adatto allo scopo si trova in commercio nella famiglia TTL-LS nei tipi '170 (uscite open collector) e '670 (uscite a tre stati).

La memoria è del tipo ad accesso separato per le operazioni di lettura e scrittura. I controlli denominati rispettivamente GR e GW attivano le due operazioni, anche contemporaneamente. Per consentire la lettura di una cella e la contemporanea scrittura in un'altra sono disponibili due coppie separate di linee per l'indirizzamento di lettura (RADD) e di scrittura (WADD), nonché terminali separati per i quattro ingressi dati (DIN) e le quattro uscite (DOUT).

Il circuito deve funzionare secondo la logica introdotta dalla tabella 1c). In corrispondenza ad ognuno dei possibili valori A15 A14 = 0... 3 deve essere attivato un assegnato blocco di memoria BLi (i = 0...3).

Esaminiamo ora dettagliatamente la circuiteria relativa allo schema di *figura 7.*

Le linee di uscita sono collegate con resistenze di pull-up alla alimentazione TTL, così che le uscite sono portate al valore alto quanto la memoria è disabilitata (GR inattivo).

Il segnale RESET, collegato a GR, deve poter essere disattivato su controllo della CPU ed è al valore alto all'atto dell'accensione del sistema, ossia durante il reset iniziale. In questo modo durante la fase di inizializzazione la decodifica seleziona automaticamente la ROM. In questa fase verranno scritti nella memoria di mappaggio i valori di selezione di un assegnato banco di memoria, dopo di che è possibile disabilitare il segnale RESET e procedere normalmente.

La MAPPER RAM è vista dallo Z80 come un port di uscita; i circuiti di selezione non sono riportati nello schema per maggiore chiarezza. Il segnale MAPWRITE* è generato dai circuiti di selezione nel modo consueto, cioè a partire dai segnali Z80 IORQ* e WRITE* insieme ad alcuni indirizzi.

Dalla temporizzazione dei cicli di uscita dello Z80 si rileva che il segnale fisico di scrittura sulle porte è attivato quando il bus dati è stabile da almeno 40 nanosecondi, mentre il '670 richiede che gli indirizzi siano stabili solo 15 nanosecondi prima dell'attivazione di GW. Questo fatto consente un collegamento poco usuale ma molto comodo delle linee WADD. Queste sono infatti collegate alle linee D4 e D5 del bus dati. La cella della MAPPER RAM interessata da una operazione di uscita è allora determinata dal valore del dato che lo Z80 emette.

Questo collegamento consente di occupare uno solo degli indirizzi di I/O dello Z80 pur consentendo la scrittura su ognuna delle quattro celle della memoria di mappaggio.

Le linee D0, D1, D2 e D3 sono collegate alle corrispondenti linee di ingresso DIN della MAPPER RAM.

Due delle linee di uscita della MAPPER RAM sono collegate alla decodifica di selezione dei banchi di memorie, le altre due formano l'indirizzamento esteso per le memorie da 64K (segnali MA14 e MA15). Le resistenze di pull-up portano le linee DOUT al livello alto quando il '670 è disabilitato (ovvero al RESET). Il banco ROM è collegato alla linea della decodifica che verrà in tal caso attivata, realizzando così nello stesso circuito anche la logica JOR.

Il dato che lo Z80 invia alla MAPPER RAM può essere suddiviso in campi come illustrato in *figura 8.*

Da quanto detto deriva che i 4 bit meno significativi individuano la pagina di memoria che verrà selezionata, nella terminologia della tabella 1c) questo campo rappresenta quindi il valore di un particolare BLi.

I bit 4 e 5 individuano la cella in scrittura, così come le linee A14 ed A15 individuano la cella in lettura. D4 e D5 rappresentano allora il valore attuale di i in scrittura, mentre A14 ed A15 rappresentano il valore di i in lettura.
Uno dei due bit rimasti può essere usato per il controllo del flip-flop di reset, che potrà così essere disattivato al momento opportuno.

Il legame tra le linee DOUT e le pagine di memoria attivati in corrispondenza ad ogni possibile valore è descritto dalla *tabella 4.*

Il circuito di figura 7 può eseguire le 3 funzioni definite all'inizio del paragrafo. Infatti è possibile memorizzare in esso una qualunque tra tutte le corrispondenze possibili tra A14 A15 e le pagine corrispondentemente selezionate dalle linee di selezione e degli indirizzi MA14 e MA15 (funzione 1), le linee DOUT generano i segnali di selezione tramite la decodifica, (funzione 2) e la logica di scrittura può alterare i valori memorizzati.

Facciamo ora un esempio di programmazione della MAPPER RAM e supponiamo di voler realizzare la colonna della tabella 3 corrispondente a BANK2.

La tabella necessaria è allora definita come:
BL0 = 4 BL1 = 5 BL2 = 6 BL3 = 3
È facile verificare che la sequenza dei valori da scrivere nella MAPPER RAM risulta allora essere 04H, 15H 26H, 33H.

Come si vede, per il programmatore la cosa non è troppo complicata: determinate le pagine x, y, z, t che si vogliono rendere attive in un dato momento basta emettere i valori esadecimali 0x 1y, 2z e 3t per avere in funzione il banco di memoria desiderato.

Lo schema presentato in ultimo ha

```
BKST   : DB  Ø,11H,22H,3EH     ;Banco standard del MOD.T
BKØ    : DB  3,15H,25H,3EH     ;Primo banco ausiliario
...      ..   ...              ;Altre configurazioni di banchi
SELBKS: LD   HL,BKST           ;HL punta il banco prescelto
        LD   BC,4FFH           ;B = 4 dati da trasmettere
...      ..   ...              ;C = punta Mapper Ram (= Keyboard)

        OTIR                   ;Proseguimento programma,
...      ..   ...              ; il banco standard è in funzione
```

Fig. 8 - Suddivisione dei byte dati verso la MAPPER RAM.

rispetto a quelli precedenti, il grande pregio della programmabilità. Infatti, qualunque tabella di corrispondenze si voglia immaginare, questa potrà essere realizzata scrivendo nei BLi i valori corrispondenti alla colonna che in un dato momento si desidera attiva. Naturalmente tutto questo non è ottenuto senza spesa infatti per cambiare un banco sono, con questo schema, necessarie fino a 4 operazioni di uscita anziché una. D'altra parte in quasi tutte le applicazioni pratiche le pagine da modificare sono al più tre e la piccola penalità in tempo ed occupazione di programma non è significativa. Anche dal punto di vista circuitale lo schema è particolarmente attraente.

Lo schema di figura 7 può essere confrontato con altri schemi di microelaboratori commerciali basati sullo Z80 ed utilizzanti memorie da 16K [4]. Volendo espandere la memoria di questi sistemi utilizzando gli integrati da 64K al posto delle vecchie memorie si trova in molti casi che è necessario in più il solo integrato MAPPER RAM. Una applicazione pratica di questo schema è stata realizzata dalla MAIN DATA SYSTEMS s.r.l. di Firenze per un personal abbastanza diffuso in Italia: il modello T della General Processor.

Da un punto di vista pratico le modifiche da effettuare sul Mod. T sono poche e richiedono, ad un tecnico normalmente esperto, circa 45 minuti di tempo. Sulla scheda madre vengono effettuati un taglio di pista e quattro ponticelli. La scheda ROM viene sostituita con il modello contenente il circuito di mappaggio e, infine, almeno una scheda RAM è modificata in modo da poter ospitare i nuovi integrati al posto delle vecchie 16K. L'indirizzo usato per selezionare la MAPPER RAM è Offh, usato nel Mod. T solo in lettura per la tastiera. Poiché il circuito di mappaggio lo usa solo in scrittura, non si creano conflitti con il normale funzionamento del sistema.

Tutte le modifiche cono compatibili con il funzionamento di tutti i programmi standard forniti con il Mod. T. La ROM di gestione garantisce la compatibilità inizializzando il sistema in una configurazione identica a quella "di nascita" del Mod. T.

Il programma di scambio banchi, utile anche per altri sistemi, è particolarmente semplice.

La figura 8 riporta il programma eseguito al reset nel MOD. T della General Processor.

In verità solo alcuni programmi speciali, che girano sotto CP/M, hanno presentato strani inconvenienti. Dopo alcune indagini si è scoperto che questi programmi, nati per girare su altre macchine, effettuavano operazioni di uscita verso il port Offh. Sostituendo le istruzioni di uscita con dei NOP i problemi sono immediatamente scomparsi.

Purtroppo, come spesso accade con i microprocessori, i veri problemi cominciano adesso. Infatti la maggior memoria a disposizione non può essere sfruttata se non si costruiscono appositi programmi di gestione. La prima cosa da modificare è il driver video (contenuto in EPROM), in modo tale che sia possibile cambiare l'indirizzo della memoria video e chiamarla in contesto solo quando serve. Dopo dovranno essere riscritti i sottoprogrammi BIOS del CP/M ed il sistema operativo dovrà essere rigenerato per lavorare con la memoria estesa a 64K. In ogni caso la memoria è ora a disposizione ed il programmatore fantasioso troverà certo il modo di sfruttarla.

DOUT	PAGINA	DOUT	PAGINA
0	RAM (0,0)	8	RAM (2,0)
1	RAM (0,1)	9	RAM (2,1)
2	RAM (0,2)	A	RAM (2,2)
3	RAM (0,3)	B	RAM (2,3)
4	RAM (1,0)	C	ROM
5	RAM (1,1)	D	ROM
6	RAM (1,2)	E	ROM
7	RAM (1,3)	F	ROM

Fig. 9 - Programma di scambio di banchi nel MOD. T.

Utilizzazione di memorie a banchi

Anche i microprocessori ad 8 bit possono efficacemente sfruttare grandi quantità di memoria, se opportunamente programmati.

La Digital Research, creatrice del famoso CP/M, fornisce avanzati strumenti software per i sistemi con bank-switching.

Il più noto è probabilmente l'MP/M, presente sul mercato da molto tempo. L'MP/M è un sistema operativo multitask e multiutente compatibile con tutti i processori "discendenti" dall'8080. Questo sistema prevede una mappa compatibile con le tabelle 2 e 3.

Più recentemente la Digital Research ha immesso sul mercato la versione 3 del CP/M, dotandola di sofisticate capacità di gestione della memoria e dei dischi, pur mantenendo la completa compatibilità con la precedente versione 2. Anche questo sistema operativo richiede una organizzazione in banchi di memoria compatibile con lo schema proposto. Utilizzando il CP/M 3 un sistema Z80 può competere in prestazioni, per quanto riguarda il disco, con molti dei sistemi a 16 bit presenti sul mercato.

Abbiamo illustrato uno schema che consente la gestione di grandi quantità di memoria con i classici processori ad 8 bit. Lo schema proposto è particolarmente semplice, pur essendo estremamente flessibile.

La gestione dei banchi di memoria è compatibile con i due sistemi operativi più diffusi che consentono la gestione delle memorie a banchi: MP/M e CP/M versione 3.

Lo schema è facilmente applicabile a molti microelaboratori commerciali, ed in particolare è disponibile una scheda di estensione per il Mod. T della General Processor.

Bibliografia

[1] Osborne and Associates, Inc. An introduction to microcomputers - Vol. 0, 1, 2. Adam Osborne and Associates Inc. - Berkeley 1976.

[2] Dagless E.L., Aspinall D. *Introduction to microcomputers.* Pitman Books Ltd - London 1982.

[3] Mostek Z80 Microcomputer Device *Technical manual. Publication No. MK 78505 - 1977.*

[4] General Processor *"Modello T" Manuale dell'utente.* General Processor Firenze 1977.

COMPONENTI

Relè ad alta tensione

La Kilovac ha annunciato un relè in alto vuoto per alte tensioni, in versione miniatura, a basso costo, con tensione nominale di 5 kV e capacità di sopportare correnti continue fino a 15 A.
Il mod. K42A ha una configurazione di contatti SPST-NO ed è studiato per applicazioni in coupler digitali di antenna, laddove è richiesta la possibilità di salti istantanei di frequenza.
I relè K42A soddisfano le specifiche della MIL-STD - R - 83725.
La parte ceramica ad alta tensione misura solamente 10,16 mm di diametro e 18 mm in altezza, l'attuatore solamente 19 x 20 x 25,4 mm.
La potenza richiesta dalla bobina è di 1 W.

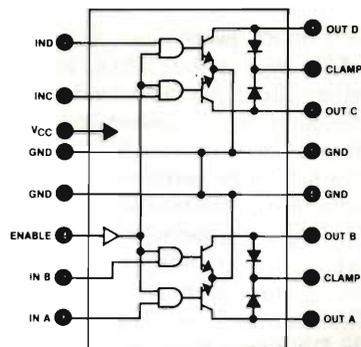
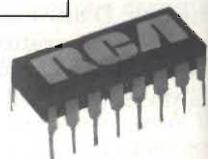
SIRCES
Via Hajech, 10
Milano
Rif. 1

Pannello al plasma a basso profilo

Il pannello TH 7612 prodotto dalla Thomson presenta uno spessore di soli 33 mm e può visualizzare fino a 12 righe di 40 caratteri.
Dotato di elettronica di controllo incorporata, grazie alle sue dimensioni compatte è particolarmente adatto per l'impiego in terminali di computer. Una scheda di interfaccia opzionale rende il TH 7612 perfettamente collegabile ad una linea di data processing standard.
Il package completo misura 260 x 155 x 33 cm ed il display visualizza fino a 480 caratteri di 3,3 x 4,7 mm in un formato di punti 5 x 7.
È possibile avere anche il cursore e la sottolineatura.
Il TH 7612 può funzionare in un campo di temperatura da − 10 a 60 °C e richiede 4 tensioni di alimentazione: 5 V, 12 V, −95 V e 95 V.

THOMSON-CSF COMPONENTI
Via M. Gioia, 72
Milano
Rif. 2

Driver NAND di potenza

I 4 NAND gate collegati a transistor di potenza NPN open collector nel Quad-Power NAND Driver CA3219E della RCA Solid State consentono a questo chip di interfacciare la logica a basso livello con carichi resistivi e induttivi ad alta corrente, quali relè, solenoidi, motori, riscaldatori e display.
Il CA3219E funziona sia con ingressi TTL che CMOS a 5 V e può sopportare correnti di carico di 600 mA con una tensione di saturazione massima di 0,7 V. I tempi di ritardo di turn-on e turn-off sono di 30 μs. Due diodi clamp proteggono le uscite del chip contro i transienti di tensione spesso incontrati quando si commutano carichi induttivi.
Il CA3219E viene fornito in package plastico dual-in-line a 16 pin e funziona con un'alimentazione singola a 5 V.

Driver NAND di potenza fornito in package plastico dual-in-line a 16 pin e che funziona con un'alimentazione singola a 5 V.

RCA SOLID STATE
V.le Milanofiori, L1
Rozzano (MI)
Rif. 3

Amplificatore di uscita video RGB

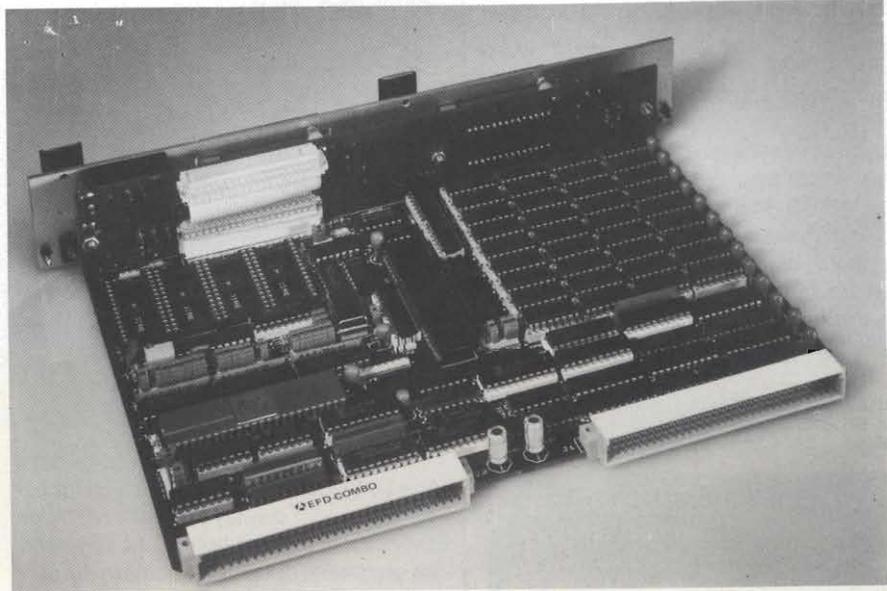
Realizzato con una tecnologia bipolare ad alta tensione, il TDA 8150 della SGS è uno stadio di uscita video RGB monolitico per l'impiego nei televisori a colori.
Il dispositivo è in grado di pilotare direttamente il CRT ed offre una larghezza di banda video compatibile con gli standard CCIR.
Oltre che dai 3 amplificatori video indipendenti, il TDA 8150 è caratterizzato da un generatore interno per la tensione della prima griglia, dalla protezione flashover, dall'eliminazione dello spot burn e da una uscita per la rivelazione di cut-off comune per l'impiego nelle applicazioni di campionamento sequenziale.
Il dispositivo provvede inoltre alla compensazione delle perdite positive e negative del tubo.
Il TDA 8150 viene fornito in package di potenza plastico Multiwatt a 15 terminali.

SGS-ATES COMPONENTI ELETTRONICI
Via C. Olivetti, 2
Agrate Br. (MI)
Rif. 4

Pannello al plasma a basso profilo dotato di elettronica di controllo incorporata, e che grazie alle sue dimensioni compatte è particolarmente adatto per l'impiego in terminali di computer.

COMPONENTI

Economici filtri di rete per computer

Alla fiera di Hannover la Siemens ha presentato una vasta gamma di filtri di rete, composta da quasi 50 differenti tipi (compresi filtri bifilari). Sotto la sigla "Sifi" vengono offerte quattro serie di filtri (B 84 111/2/3/4) con diverso grado di attenuazione (normale/medio/molto elevato/incrementato). L'attenuazione simmetrica di inserzione può arrivare fino a 80 dB. Le correnti ammissibili sono suddivise in sei classi, da 1 A a 20 A. Sono stati presentati anche diversi tipi di fissaggio, filtri con spine particolari per facilitare il collegamento di impianti di elaborazione alla rete ed altri.
La fabbrica Siemens di Regensburg produce filtri "Sifi" antidisturbo e per compatibilità elettromagnetica (EMV). La nuova serie di filtri, realizzata in base ad una molteplicità di soluzioni, rende superflua la tecnica di cablaggio convenzionale. Induttanze a compensazione di corrente con nucleo toroidale (in siferrite ad elevata permeabilità) e condensatori MKP possono essere montati direttamente su circuiti stampati e nello stesso tempo contattati; il gruppo viene poi annegato in resina epossidica ed alloggiato in una custodia di alluminio.
I computer con alimentatore lineare non necessitano di attenuazione elevata (resistenza ai disturbi fino a 1 MHz). Gli alimentatori switching sul secondario richiedono una resistenza ai disturbi da 0,1 a 100 MHz, quelli switching sul primario nonché gli interruttori a transistori ed a tiristori devono essere disinseriti nella gamma da 0,01 a 100 MHz per evitare il verificarsi di disturbi. Il filtri "Sifi" sono adatti anche per sistemi a microprocessori, macchine per ufficio ed elettrodomestici.

La nuova serie di filtri "Sifi" realizzata in base ad una molteplicità di soluzioni orientate al cliente, rende superflua la tecnica di cablaggio convenzionale.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Rif. 5

Modulo multifunzione per BUS VME.

EFD-COMBO modulo multifunzione per bus VME

La carta EFD-COMBO introdotta dalla Thomson Semiconduttori compatibile con il VMEbus, è un modulo con 4 funzioni principali:
— Funzione di memoria RAM ad alta capacità (256 byte estensibile a 1 M byte).
— Funzione di memoria ROM/PROM/E-PROM con capacità fino a 128 K byte (4 supporti JEDEC).
— Funzione di programmazione EPROM (8 k e 16 k) direttamente su 2 zoccoli.
— Funzione di interfaccia per bus SASI (R) assicurata dal circuito EF 68230.
Il circuito EF 68230 può essere utilizzato per altri scopi ad esempio come interfaccia per stampanti.
Questa carta associata alla carta EFD-CPU1 permette in particolare di realizzare un sistema di sviluppo industriale, completo, a basso costo, con 2 carte VME.

Caratteristiche:

Memoria RAM:
— Con capacità di rinfresco per RAM dinamiche.
— Controllo di disparità.
— Indirizzabile per K byte o per parole da 16 bits.
— Tempo di ciclo 450 ns.

Memoria ROM:

— Indirizzabile per K byte o per parole da 16 bits.
— Scelta del tempo di ciclo modificabile con ponticelli
— Programmatore di EPROM da 8 e 16 k.

Interfaccia SASI:
Altre funzioni:

— Temporizzatore.
— LED di visualizzazione.
— Dimensioni Doppio Eurocard.
— Temperatura di funzionamento da 5 a 55 °C.

THOMSON-CSF COMPONENTI
Via M. Gioia, 72
Milano

Rif. 6

COMPONENTI

Convertitore digitale di standard

L'AVS 6000 è un convertitore e processore digitale di standard tra i sistemi NTSC e PAL.
Questo convertitore di standard bidirezionale è previsto per i sistemi PAL-PAL, PAL-NTCS 3.58 e viceversa, PAL-NTCS 4.32 e viceversa, estrattore di contorni, riduttore di rumore, congelamento del quadro, controllo del ritardo crominanza-/luminanza, guadagno cromatico, correttore fi tinta (NTSC).

BELL & HOWELL ITALIA
Via Barnaba Oriani, 22/4
Milano Rif. 7

Convertitore e processore digitale di standard tra sistemi NTSC e PAL.

Interruttori DIP per circuiti stampati

Gli interruttori INSERDIP sono stati concepiti dalla APR/APEM per l'inserzione automatica sulle schede a circuito stampato, per la saldatura ad onda e per il lavaggio ad immersione.
Le dimensioni del tipo a basso profilo permettono la sovrapposizione senza perdita di passo.
La tecnologia dei contatti dorati del tipo autopulenti permette la commutazione di bassissime correnti.
Le caratteristiche tecniche principali sono: portata di 100 mA a 28 V, resistenza di contatto minore di 50 mΩ, resistenza di isolamento di 10.000 MΩ con 500 V, rigidità dielettrica di 500 Veff a 50 Hz, temperatura di funzionamento da − 40 a 85 °C. La durata degli interruttori INSERDIP con carico resistivo nominale è di 3000 operazioni.

APEM
BP 1
82300 Caussade (Francia) Rif. 8

Microcomputer a 4 bit con FIP controller e driver

La NEC annuncia l'ultimo membro della sua famiglia μPD75XX di microcomputer CMOS a 4 bit single chip.
Il nuovo μPD7519 è la prima unità della serie con incorporato nel chip il controller e il drive per i display FIP della NEC con capacità di pilotare fino a 144 segmenti. La possibilità di variare il numero dei digit e il numero dei segmenti mediante software fornisce una elevata flessibilità al progettista. In caso di uscita statica possono essere pilotati fino a 24 segmenti.
Nuovo è anche il generatore di impulsi programmabile on-chip che può essere usato per l'uscita PWM, onda quadra o uscita statica.
Il μPD7519 contiene una ROM interna mascherabile di 4 K x 8 bit e una RAM di 256 x 4 bit. Quando si usa un quarzo a 4,19 MHz, il tempo di ciclo è di 7,6 μs.
Oltre ai numerosi ingressi e uscite (7 x 4 bit), è possibile pilotare parecchi I/O expander 8243/82C43 (famiglia 8048) e quindi aumentare ulteriormente il numero delle porte.
Il set di istruzioni ne comprende ben 106.
Il chip è anche equipaggiato con un'interfaccia seriale a 8 bit, un timer/contatore di eventi a 8 bit e un interrupt vettorizzato per 2 sorgenti esterne e 2 interne.

NEC ELECTRONICS ITALIANA
Via Cardano, 3
Milano Rif. 9

Connettori subminiatura

La principale caratteristica offerta dalla serie D*M-K93 della Cannon è l'elevata temperatura cui può operare l'isolante monolitico.
Questo infatti è impiegabile da −55 a 150 °C grazie al particolare polimero termoplastico adottato.
Disponibile nelle classiche 5 configurazioni a 9, 15, 25, 37, 50 poli, la serie prevede contatti torniti a saldare per fili AWG 20-28 e per circuito stampato diritti e a 90°.

Nuova serie di connettori subminiatura che prevede contatti torniti a saldare per fili AWG 20-28 e per circuito stampato diritti e a 90°.

Intercambiabile e intermontabile con tutti gli esistenti connettori D Subminiatura, il D*M-K93 offre una soluzione a costo contenuto per impieghi gravosi.

CANNON ELECTRIC ITALIANA
Via Panzeri, 10
Milano Rif. 10

Interruttori a levetta per l'elettronica

Si tratta degli interruttori AJ2 prodotti dalla National Matsushita, adatti per l'impiego in elettronica in quanto realizzati nella versione con terminali per circuito stampato oltre che per quelli a saldare ed in una vasta gamma di colori e modelli.
Esistono tipi con cappucci colorati per leva standard, leva lunga, leva piatta e tipi

Interruttori a levetta AJ2 prodotti della National Matsushita disponibile anche con cappucci colorati per leva standard, leva lunga, leva piatta e tipi con leva a spatola e bilanciera.

con leva a spatola e bilanciera. Questi ultimi due modelli sono corredati di mostrine colorate predisposte per l'inserimento di LED.
Le caratteristiche tecniche comprendono: contatti a 1-2 poli con portata 6 A 125 Vca, 3 A 250 Vca, 6 A 30 Vcc; minimo carico ammesso 1 mA – 5 Vcc; meccanismo di commutazione a cuneo; contatti dorati del tipo a croce; costruzione sigillata con resina epossidica; alto grado di ininfiammabilità (UL 94V-0); temperatura ambiente ammessa da – 25 a 85 °C.

ELCONTROL
Blocco 7 n. 93
Centergross (BO)
Rif. 11

Assemblaggio MEMODULE

La Alfa Selectra ha presentato il MEMODULE, un sistema di assemblaggio estremamente compatto costituito da uno zoccolo a 24 28 o 40 pin e da un carrier polarizzato da inserire nello zoccolo.
La parte superiore del carrier può ospitare una memoria, mentre inferiormente prende posto un piccolo circuito stampato e la microbatteria per l'eventuale alimentazione della memoria.
Due coperchietti applicati a scatto sul carrier completano l'insieme garantendo in tal modo una efficace protezione contro gli urti e consentendo una pratica e sicura archiviazione.
Il MEMODULE è destinato a tutte le applicazioni che prevedono la frequente sostituzione di programmi, quali personal computers, video-games, office automation, sistemi di automazione industriale, sistemi di collaudo ed altro.

ALFA SELECTRA
Via G. Pascoli, 6
Novegro di Segrate (MI)
Rif. 12

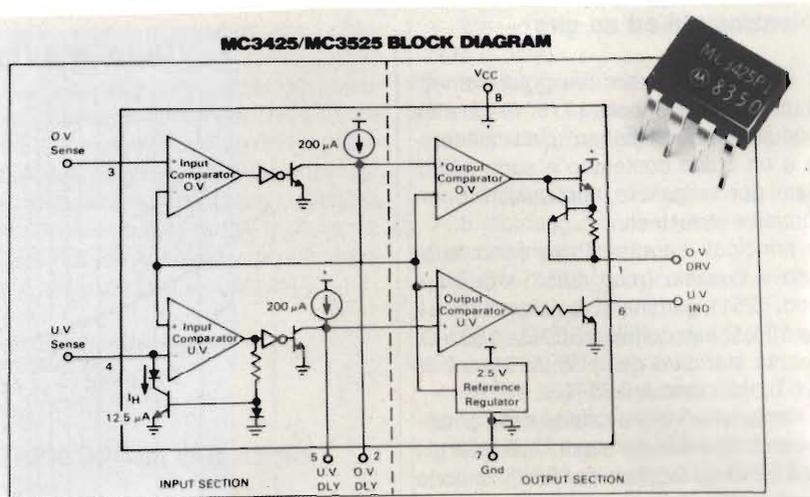
Circuito di controllo per alimentatori

Riconoscibile dai codici MC3425, A/3525, A, la nuova serie di dispositivi della Motorola fornisce tutte le funzioni necessarie a controllare le condizioni di guasto dovute a sovratensioni.
L'MC3425, A/MC3525, A è un circuito di protezione concepito per applicazioni a basso costo, in contenitore miniDIP a 8 pin.
La serie fornisce piedini sensibili a sovra-sotto tensione, che pilotano comparatori interni tarati per una tensione di riferimento di 2,5 V. La tolleranza di tensione viene mantenuta entro ± 1 % a 25 °C e ± 2 % nel campo di temperatura per i tipi a più elevate prestazioni (suffisso A).
I canali di controllo di sovra-sotto tensione possono essere ritardati in maniera indipendente mediante capacità esterne.
Le caratteristiche principali della serie MC3425, A sono: sensori dedicati a sovra-sotto tensione; isteresi programmabile del comparatore di sotto tensione; temporizzatore di smorzamento programmabile; uscita comando sovratensione (DRV) di 300 mA; uscita indicatore sottotensione (IND) di 30 mA; tensione di lavoro da 4,5 a 40 V.
I dispositivi vengono offerti per 2 gamme di prestazioni, 2 campi di temperatura e in contenitori a 8 pin miniDIP plastici e ceramici.

La serie MC3425, A/MC3525, A Motorola fornisce tutte le funzioni per controllare le condizioni di guasto di sovra-sotto tensione. Questi circuiti IC contengono canali dedicati, sensibili a sovra-sotto tensione, con temporizzatori programmabili in modo indipendente.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI)
Rif. 13

Rivelatore digitale di frequenza

La AMI ha introdotto il rilevatore di frequenza S3524, in grado di determinare accuratamente se un segnale in arrivo rientra in una gamma di frequenza predeterminata.
Utilizzando ad esempio un clock da 3,58 MHz, l'S3524 rivela una frequenza di 2600 Hz con una banda passante di ±75 Hz.
Il circuito è stato progettato principalmente per applicazioni con il filtro integrato passabanda S3526.
L'S3524 è disponibile in package 8 pin-miniDIP

AMERICAN MICROSYSTEM INC.
P.le Lugano, 9
Milano
Rif. 14

Lampade di segnalazione con LED incorporato, che garantiscono una durata estremamente più lunga di quella delle lampade incandescenti.

Lampade di segnalazione a LED

La Rehm produce una vasta gamma di dispositivi di segnalazione con LED incorporato, che garantisce una durata estremamente più lunga di quella delle lampade incandescenti.
Le lampade LED sono disponibili in vari colori ed offrono una intensità luminosa maggiore di 6 mcd; inoltre hanno il vantaggio di essere insensibili alle vibrazioni.

ITALGLAS
P.za Rossetti, 4/18
Genova
Rif. 15

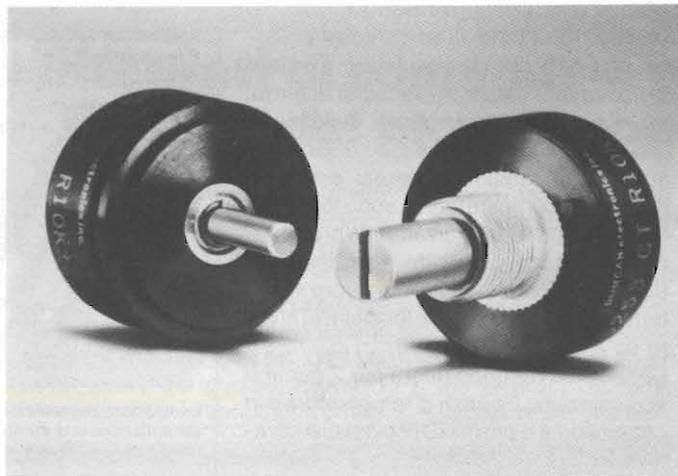
COMPONENTI

Potenziometri ad un giro

La Duncan presenta due potenziometri ad un giro di dimensioni 7/8" in plastica conduttiva, che abbinano un'alta affidabilità a un costo contenuto e sono quindi adatti per numerose applicazioni commerciali e industriali.
Le principali caratteristiche sono: supporto a bussola (mod. 5253) o a sfere (mod. 5251), gamma di resistenze da 1 k Ω a 50 k Ω estendibile a 500 Ω - 100 k Ω, linearità standard dell'1 % (5251) e 2 % (5253), riducibile a 0,25 %.
La risoluzione infinita offerta dalla plastica conduttiva e la durata di 2 milioni di giri per il 5253 e 10 milioni per 5251 rendono questi potenziometri adatti alle applicazioni in cui sono richieste precisione di taratura, continuità della tensione di uscita, resistenza a condizioni di lavoro severe.

RACOEL
C.so di Porta Romana, 121
Milano

Rif. 16

Amplificatore operazionale a basso rumore fornibile in contenitore metallico a 8 pin, oppure in miniDIP ceramico o plastico.

Potenziometri a un giro, che abbinano un'alta affidabilità a un costo contenuto e sono quindi adatti per numerose applicazioni commerciali e industriali.

Amplificatore operazionale a basso rumore

La Motorola ha annunciato la disponibilità degli amplificatori operazionali di precisione a basso rumore della serie OP-27, introdotta originariamente dalla PMI.
La tensione di rumore massima della serie OP-27 è di 0,18 μV nel campo di frequenza da 0,1 a 10 Hz, mentre il campo della densità di tensione di rumore massima in ingresso è 3,8 nV/$\sqrt{Hz}$, a 1000 Hz e 5,5 nV/$\sqrt{Hz}$ a 10 Hz.
L'offset di tensione in ingresso di 25 μV è garantito da tecniche di trimming digitale.
La stabilità della tensione di offset in ingresso è specificata entro 1 μV/mese e 0,6 μV/°C.
Un circuito di compensazione della corrente di ingresso contribuisce alla riduzione della corrente di polarizzazione di ingresso a 10 nA tipici a 60 nA massimi nell'intera gamma di temperatura del campo militare.
Le prestazioni dinamiche sono caratterizzate da uno slew rate minimo di 1,7 V/μs (2,8 V/μs tipico) e da un prodotto banda-guadagno di 5 MHz minimo (8 MHz tipico).
Il CMRR è 120 dB mentre il guadagno ad anello aperto è superiore al milione.
La serie OP-27 è disponibile in 3 diversi livelli di prestazioni e sono specificati nei campi di temperatura commerciale, industriale e militare. I dispositivi sono in contenitore metallico a 8 pin, oppure in mini-DIP ceramico o plastico.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI)

Rif. 17

Nuovi "arrays" in HCMOS

La Thomson Semiconduttori propone per il mercato degli "array" logici una nuova famiglia in HCMOS a 3 μ mm da 360 a 1500 porte con 3 ingressi.
Questi array sono disponibili sia in range militare che in range commerciale.
Per la velocità elevata (2 ns/inverter) e la grande scala di integrazione (6 Transistors/porta) questi dispositivi soddisfano le richieste del mercato e quelle dovute alla produzione in grande quantità (il costo è ridotto grazie all'uso di un solo layer metallico).
La generazione della configurazione vo-

COMPONENTI

luta richiede un sistema CAD per rendere il procedimento automatico, per ridurre ulteriormente il tempo di sviluppo si possono sfruttare i larghi mezzi industriali messi a disposizione del cliente dalla Thomson Semiconduttori in Francia.
Per la tecnologia bipolare la Thomson Semiconduttori consiglia la consultazione del suo catalogo che contiene arrays veloci (ECL/TTL da 500 a 1000 porte) doppia metallizzazione, 1 ns e 2,3 mW per porta. Questi arrays richiedono solo una tensione di alimentazione se l'array è composto da una sola tecnologia: ECL o TTL. Anche la tecnologia bipolare è disponibile in versione militare o commerciale.
Per la generazione del prodotto su specifica del cliente sono impiegati programmi di tracciamento automatico delle piste (Autoroute e Autoplace).
Sempre in tecnologia bipolare il catalogo si arrichisce di due nuovi prodotti:
— "Poliuse B". 800 componenti comprendenti transistori NPN con frequenze di 550 MHz. Nelle applicazioni commerciali e militari questi prodotti dispongono di una frequenza di sistema da 0 a 50 MHz.
Il numero di "Pads" è di 40, mentre per il "Poliuse A" con caratteristiche simili è di 24.
— "Poliuse C". 400 componenti con transistori NPN e frequenze fino a 2.2 MHz. Questi arrays sono per applicazioni commerciali e militari con sistemi che richiedono frequenze fino a 200 MHz.
Per la simulazione dei semicustom analogici la Thomson Semiconduttori dispone di un Kit di parti selezionate con la caratterizzazione dei parametri al fine di rendere facile la simulazione. Oltre a questo la Thomson dispone in Francia di un centro di progettazione specializzato ed a disposizione delle società interessate.

THOMSON-CSF COMPONENTI
Via M. Gioia, 72
Milano Rif. 18

"SURPICOP" un chip carrier plastico

La Thomson Semiconductors ha introdotto sul mercato molti circuiti integrati MOS del suo catalogo, nel cosiddetto contenitore "SURPICOP".
La crescente domanda di dispositivi "piatti" da montare su circuiti stampati di grande serie ha permesso la nascita di questo contenitore plastico miniaturizzato che utilizza una tecnologia simile a quella impiegata nei contenitori DIL standard.
Questo incapsulamento offre gli stessi vantaggi dei contenitori DIL:
— Test statico o dinamico del circuito integrato al 100%.
— Test ad alta e bassa temperatura.
— Test in burn-in e di vita.
— Stesso sistema di identificazione (codice e data).
— Montaggio in automatico.
Su diverse applicazioni il SURPICOP (plastic chip carrier) risulta preferibile al DIL:
— Dal 30 al 50% di riduzione di spazio.
— Il montaggio non richiede fori sul circuito stampato.
— Facile montaggio con macchine di assemblaggio automatiche.
— La piedinatura permette l'uso di circuiti stampati tradizionali.
— Profilo JEDEC standard.
Su altre applicazioni il SURPICOP può accogliere chip "custom" permettendo prove su tutto il campo di temperatura con un considerevole risparmio di dimensioni.
Le funzioni incapsulate nei contenitori SURPICOP comprendono microprocessori a 8 e 16 bit, periferiche standard e controllori grafici e semigrafici.

THOMSON-CSF COMPONENTI
Via M. Gioia, 72
Milano Rif. 19

Circuiti integrati MOS nel cosiddetto contenitore "SURPICOP".

SAA1290 - circuito integrato su vasta scala per comando a distanza e sintonizzazione di ricevitori CTV

Con i circuiti integrati SAA1290 recentemente prodotti, la ITT Semiconduttori dimostra che le eqùipes di progettazione di Freiburg non sono specializzate solo in TV digitali, ma sono attive anche ne campo dei ricevitori TV convenzionali.
Il SAA1290 su di un solo chip al silicio in contenitore di plastica DIL a 40 pin comprende le funzioni di comando a distanza a raggi infrarossi (il trasmettitore è il SAA1250 ITT), di sintonizzazione per sintesi di tensione e di indicazione del numero della stazione.
Il SAA1290 è finalizzato a una progettazione economica di ricevitori TV di classe media. Per la memoria delle informazioni di sintonizzazione di 16 stazioni e dei dati di quattro regolazioni analoghe raccomandiamo il MDA 2061 con memoria permanente (EEPROM) in tecnologia floating-gate.
Sono necessari solo pochi componenti esterni.

ITT
CENTRO COMMERCIALE
Via Milanofiori, palazzo E5
Assago (MI) Rif. 20

STRUMENTAZIONE

Oscilloscopio per misure TV

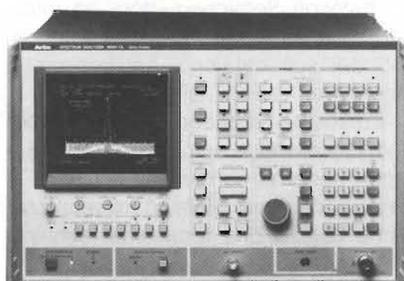
La Rhode & Schwarz ha messo a punto il TV Oscilloscope OPF particolarmente adatto per misure su apparati di trasmissione TV.
Nel campo di frequenza da 0 a 12 MHz, l'OPF permette di valutare le condizioni di qualità e di livello dei segnali video in tutto il campo e nelle linee di test.
In combinazione con il Group-delay Measuring Set LFM 2, l'OPF consente di visualizzare caratteristiche di ampiezza e di ritardo di gruppo; usando il TV Distortion Meter DZF, è possibile rilevare e misurare i segnali di video test modulati ad impulsi.
Le linee di test usate per la valutazione dei principali parametri di un collegamento per trasmissioni TV possono essere commutate mediante switch tra le linee 13 e 21 nel primo campo e tra le linee 326 e 334 nel secondo campo. È inoltre possibile misurare il componente Q nella linea 17, consentendo così misure durante la messa in onda del programma.
Grazie alle sue caratteristiche, lo strumento consente di valutare tutti i parametri principali che interessano le trasmissioni TV.

ROJE TELECOMUNICAZIONI
Via Sant'Anatolone, 15
Milano
Rif. 21

Strumento da pannello comprendente contaimpulsi visualizzati e non, contatempo, temporizzatori, amperometri, voltmetri ecc..

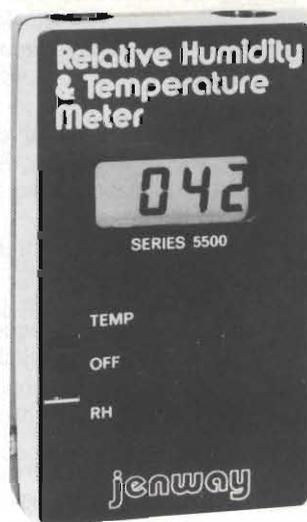
Strumentazione da pannello

La CO.ME.S.A./G.E. rende disponibile la serie EDR comprendente contaimpulsi visualizzati e non, contatempo, temporizzatori, amperometri, voltmetri, visualizzatori di temperatura e di pressione, ecc..
In particolare, le caratteristiche riguardanti i contaimpulsi sono: elevata affidabilità, salvataggio dati in caso di power-off per un anno senza alcuna batteria, possibilità di inviare dati a distanza (BCD/loop 20 mA), unico modello compatibile con ogni tipo di sonda, massima frequenza di conteggio di 20 kHz, completa insensibilità ai disturbi condotti in rete, completa insensibilità ai disturbi propagati grazie alla schermatura metallica, protezione a varistore contro le sovratensioni, reset manuale e remoto, disable remoto, dimensioni a norme DIN 43700, alimentazione a 220/110 Vca e 24 Vcc, campo di temperatura di funzionamento da −5 a 60 °C.

CO.M.E.S.A.
Via Europa, 1
Limena (PD)
Rif. 22

Analizzatore di spettro programmabile ad alta tecnologia denominato MS 611A.

Analizzatore di spettro ad alta tecnologia e di facile uso

L'Anritsu, rappresentata in Italia dalla Vianello Spa, presenta il nuovo analizzatore di spettro programmabile Mod. MS 611A.
Si tratta di uno strumento automatico con caratteristiche molto avanzate che copre in un'unica portata sia la banda audio (la minima frequenza è 10 Hz) come tutta la gamma V/UHF (fino a 2 GHz). L'oscillatore locale sintetizzato assicura una notevole stabilità rendendo possibili misure ad alta risoluzione con un filtro IF riducibile fino a 10 Hz. Il circuito d'ingresso, progettato per minimizzare la generazione di spurie, ha una sensibilità di − 135 dBm e garantisce una dinamica di 90 dB. Tutte le funzioni sono controllate da un microprocessore e di conseguenza non sono possibili errori dovuti ad incompatibilità tra le condizioni di misura selezionate, come può avvenire in strumenti di tipo tradizionale.
Alcune funzioni uniche come: "Sintonia automatica" o "Selezione automatica della sensibilità", permettono allo strumento d'individuare il segnale con la massima ampiezza che viene visualizzato nelle condizioni attuali. Sul CRT sono indicati anche i parametri di misura, nonché i valori di frequenza ed ampiezza, assoluti o relativi misurati in corrispondenza al marker variabile. L'interfaccia GP-IB standard lo rende particolarmente adatto a sistemi automatici di misura.

VIANELLO
Via Tommaso da Cazzaniga, 9/6
Milano
Tel. 3452071
Rif. 23

Igrometro psicometrico con termometro adatto a rilevare l'umidità dei più svariati materiali, che vanno dal legno alle carte, dai tessili ai cereali e alle farine.

Igrometri psicrometrici con termometro

La serie di igrometri 5500 e KPM della Jenway coprono completamente il campo di misura dell'umidità, sia essa dell'aria ambiente che dei più svariati materiali.
Il mod. 5500 lavora sul principio del bulbo bagnato e del bulbo asciutto, e fornisce indicazioni dell'umidità relativa, della temperatura, nonché i dati per il calcolo della tensione del vapore e del punto di rugiada.
La serie KPM presenta diversi modelli adatti a rilevare l'umidità dei vari materiali, che vanno dal legno alla carta, dai tessili ai cereali e alle farine.
Il principio di funzionamento dei KPM si basa sulla variazione della resistenza elettrica dei vari materiali in funzione dell'umidità degli stessi.

I.S.C. Italo Svizzera Commerciale
Via Castel Morrone, 2
Milano
Rif. 24

Per informazioni indicare **Rif. P 22** sul tagliando

MULTIMETRI DIGITALI TASCABILI

MULTIMETRO DIGITALE
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
Mod. 5608 - super slim -

- 3 1/2 digit
- 8 funzioni - 28 portate selezionate con commutatore
- Tensioni c.c.: 200 mV a 1000 V
- Precisione: ± 0,8% su tutte le portate
- Tensione c.a.: 200 mV a 100 V
- Precisione: ± 1,5% da 200 mV a 200 V ± 2% - 1000 V
- Resistenza: 200 Ω a 20 MΩ
- Risoluzione: 0,1 Ω
- Corrente c.c.: 200 μA a 10 A
- Precisione: ± 0,8%
- Corrente c.a.: 200 μA a 10 A
- Precisione: ± 0,8%
- Altre prestazioni: prova diodi prova transistor
- Dimensioni: 150x82x26

TS/3000-00

L. 104.000

MULTIMETRO DIGITALE
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
Mod. 7608 - super slim -

- 3 1/2 digit
- 7 funzioni - 26 portate selezionate con 8 tasti
- Tensioni c.c.: 200 mV a 1000 V
- Precisione: ± 0,8% su tutte le portate
- Tensioni c.a.: 200 mV a 750 V
- Precisione: ± 1,3% da 200 mV a 200 V ± 2,5% - 750 V
- Resistenza: 200 Ω a 20 MΩ
- Risoluzione: 0,1 Ω
- Corrente c.c.: 2 mA a 10 A
- Precisione: ± 0,8%
- Corrente c.a.: 2 mA a 10 A
- Precisione: ± 0,8%
- Altre prestazioni: prova diodi prova transistor
- Dimensioni: 191x87x46

TS/3010-00

L. 112.000

Lutron

KINGDOM

MULTIMETRO DIGITALE
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
Mod. DM 6010 - super slim -

- 3 1/2 digit
- 5 funzioni - 17 portate selezionate con 8 tasti
- Tensioni c.c.: 200 mV a 1000 V
- Precisione: 200 mV ± 0,5% da 2V a 1000 V ± 0,8%
- Tensioni c.a.: 200 V a 1000 V
- Precisione: 200 V ± 1,2% 1000 V ± 1%
- Corrente c.c.: 200 μA a 10 A
- Precisione: ± 1,2%
- Resistenze: 200 Ω a 2 MΩ
- Precisione: ± 1%
- Altre prestazioni: prova diodi
- Dimensioni: 180x82x38

TS/3050-00

L. 93.000

MULTIMETRO DIGITALE
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
Mod. KD-305 - super slim -

- 3 1/2 digit
- 4 funzioni - 14 portate selezionate con slider
- Tensioni c.c.: 2 V a 1000 V
- Precisione: ± 0,8%
- Tensioni c.a.: 200 V a 750 V
- Precisione: ± 1,2%
- Corrente c.c.: 2 mA a 10 A
- Precisione: ± 1,2%
- Resistenze: 2 kΩ a 2 MΩ
- Precisione: ± 1%
- Dimensioni: 138x86x36

TS/3030-00

L. 81.000

Tutti prezzi sono comprensivi di IVA

Per informazioni indicare **Rif. P 23** sul tagliando

DISTRIBUITI DALLA

STRUMENTAZIONE

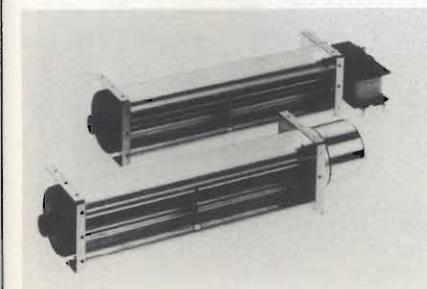
Dissaldatore elettrico

Particolarmente adatto per il service esterno, il dissaldatore portatile elettrico (220 V) SA-5 della OK Machine incorpora una pompa aspirante a pistone azionabile mediante pressione manuale sull'impugnatura.
La pompa si ricarica automaticamente ad ogni operazione ed è sempre pronta per le successive dissaldature; l'elemento riscaldante è ceramico, le punte a lunga vita e facilmente intercambiabili.
Il tubo di vetro di raccolta dello stagno può essere completamente asportato per una corretta pulizia.
Di piccole dimensioni e di peso irrisorio (350 gr.), il dissaldatore SA-5 può stare in una valigetta attrezzi.

OK MACHINE AND TOOL ITALIA
S.S. 11 n. 28
Vittuone (MI) Rif. 25

Ventilatore compatto a flusso d'aria trasversale

Si tratta del QL 4 della ITT, caratterizzato da una sezione di ingombro di 59 x 60 mm.
La struttura costruttiva permette senza ulteriori modifiche un flusso d'aria a 90° e 180° rispetto alla bocca di aspirazione con un minimo sviluppo di rumore.
L'azionamento del QL 4 è ottenuto con il nuovo motore in c.c. con commutatore elettronico o con il motore a poli spaccati.
La lunghezza della girante va da 50 a 300 mm a passi di 50 mm.
La portata d'aria in funzionamento libero va da 5 a 40 1/s.

ITT
Via Milanofiori, E5
Assago (MI) Rif. 26

Ventilatore compatto della ITT denominato QL 4 il cui funzionamento è ottenuto con il nuovo motore in c.c. con commutatore elettronico o con il motore a poli spaccati.

Nuovo sistema di diffusione sonora ad alta flessibilità.

Sistema di diffusione sonora

Una nuova gamma di apparecchi di diffusione sonora, la Serie 8000, è stata lanciata dalla Whiteley Electronics.
La serie comprende amplificatori ad alta tecnologia ed una gamma di apparecchiature accessorie per la diffusione sonora di discorsi, musica, segnali orari e segnali di allarme. In questo sistema versatile vi sono unità capaci di soddisfare le esigenze di uffici, fabbriche, negozi, supermercati, ospedali e altri edifici commerciali, industriali, pubblici o per comunità, di qualsiasi dimensione.
La serie 8000 offre amplificatori da 20, 60, 120 e 250 W di audio-frequenza, con amplificatori asserviti da 60, 120, 250 e 500 W, capaci di amplificare il segnale di uscita fino a 1000 W.
Tutti gli amplificatori vanno montati in rack standard da 19".

WHITELEY ELECTRONICS
Victoria Street
Mansfield, Notts NG18 5RW (Gran Bretagna)
Rif. 27

Q-meter digitale per induttanze da 1 μH a 1,5 H

La LAEL ha realizzato uno strumento che consente di misurare e leggere i valori di Q e della frequenza di risonanza di bobine su due display digitali di 3 digit ciascuno.
Si possono effettuare prove su induttanze da 1 μH a 1,5 H con un valore di Q che va da 10 a 999.
La capacità di sintonia interna può essere impostata a qualsiasi valore compreso tra 50 e 20.000 pF. Condensatori esterni possono estendere il valore totale della capacità di tuning.
Per le frequenze di risonanza si possono leggere valori compresi tra 1 kHz e 9,99 MHz.
Il funzionamento è completamente automatico e una volta che è stata scelta la capacità di sintonizzazione non occorre effettuare ulteriori regolazioni e operazioni di sintonizzazione per ottenere le letture di Q e della frequenza di risonanza.
Lo strumento è particolarmente indicato per il collaudo di produzione di bobine, trasformatori ed altri dispositivi reattivi.
Il Q-meter, con le sue dimensioni di 3 unità da mezzo rack, può essere facilmente inserito in qualsiasi sistema.

LAEL, LABORATORI ELETTRONICI
Via Pantelleria, 4
Milano Rif. 28

Linee di ritardo di impulsi a 75 Ω

Si tratta di linee di ritardi TV montate su scheda adatte per il montaggio in rack, prodotte dalla Matthey Electronics.
Il sistema 175 o 350 trasforma radicalmente la densità di montaggio dei circuiti di ritardo video nei sistemi da rack a 19"
L'unità 175 contiene fino a 16 canali separati di ritardo video.
Ciascun canale può essere sincronizzato a ± 1 ns nel range da 10 ns a 1830 ns (equivalenti a 366 m di cavo coassiale a 75 Ω). L'isolamento di diafonia tra i canali è migliore di 60 dB.
La serie 350 può invece contenere fino a 32 canali.

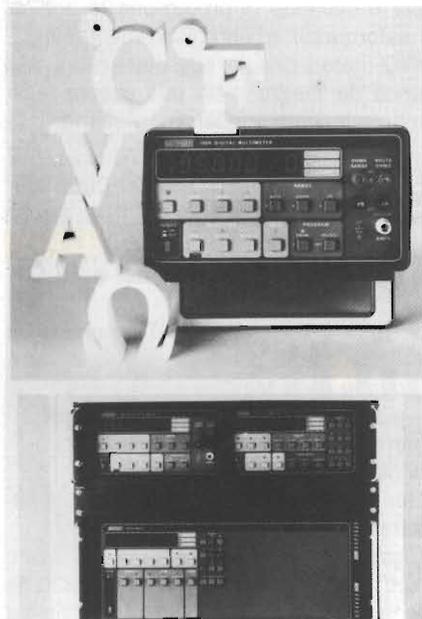
TELAV INTERNATIONAL
Via L. da Vinci, 43
Cernusco S/N (MI) Rif. 29

Oscillatori stabilizzati a 8 - 14 GHz

La RHG Electronics Laboratory ha realizzato una serie di oscillatori stabilizzati dielettricamente, disponibili in unità drop-in e con connettori, funzionanti a frequenze che vanno da 8 a 14 GHz.
Gli oscillatori DSO e DSSO sono sigillati ermeticamente ed adatti per l'impiego in

STRUMENTAZIONE

condizioni ambientali difficili, quali l'avionica e la missilistica. Le tecniche di progetto ed il package ermetico sono conformi alle specifiche MIL-E-5400 classe II. La serie DSO è dotata di connettori SMA, mentre la serie DSSO è realizzata in moduli drop-in cubici di 16,4 mm di lato.
Le caratteristiche principali comprendono: potenza di uscita di + 10 dBm, pushing di frequenza di 0,3 MHz/V, pulling di frequenza di ± 2 MHz per VSWR di 3 : 1, stabilità di 5 ppm/°C.

MOTORDIESEL
Via Manzoni, 5
La Spezia Rif. 30

Multimetro 5¹/₂ digits Keithley per impiego da banco o in sistemi rack a 6 funzioni programmabili (incl. °C ed °F).

Multimetro digitale ad autocalibrazione

Nella versione base in grado di misurare DC Volts, Ohms 2-4 fili °C o °F e - con opzione - Vac TRMS/Idc/Iac TRMS, programmabile da frontale o tramite bus (IEEE-488) e data-buffer 100 letture, con funzione di zero (per eliminare eventuali offsets) e cambio-scala automatico, il 195A Keithley costituisce un versatile multimetro 5¹/₂ digit ad autocalibrazione digitale.
Utilizzabile - grazie anche a sincronizzabilità esterna - in sistemi prove on-line di produzione (o tests 24 ore off-line), collaudi affidabilità e/o caratterizzazione semiconduttori/componenti passivi l'apparecchio commercializzato dalla Soc. Elettronucleonica di Milano ha un'alta sensibilità (100 pA e 100 nV cc, 1 nA e 100 μV TRMS AC, 100 μohm, 0,01 °C o °F) ed è provvisto fra l'altro di calibrazione digitale - via bus - per minimi interventi di "service/maintenance".

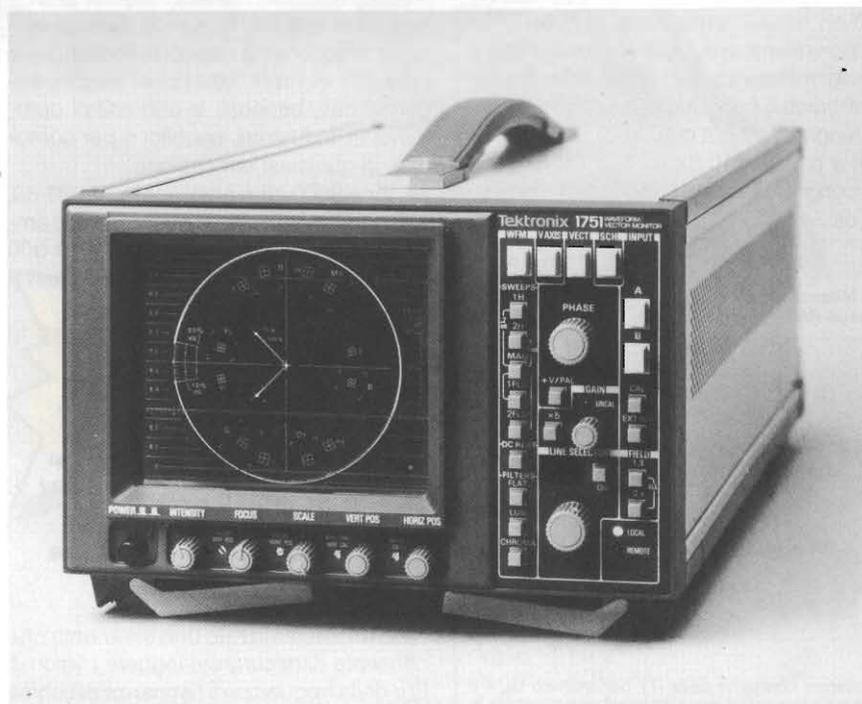
ELETTRONUCLEONICA S.p.A.
P.zza De Angeli, 7
Milano Rif. 31

Waveform e vector monitor in un solo strumento

Simili nell'aspetto ed identici nelle dimensioni ai modelli della Serie 1740, i waveform/vector monitor della Serie 1750 offrono una esclusiva possibilità di controllo e misura della fase SCH (Subcarrier to Horizontal), e la completa possibilità di selezione di field e di linea di intervallo verticale.
I nuovi modelli 1750 (NTSC), 1751 (PAL) e 1752 (PAL-M) ampliano la gamma di prodotti televisivi offerti dalla Tektronix.
I nuovi strumenti offrono il display SCH, la selezione di campo e di riga, la lettura su visualizzatore a LED, e le altre caratteristiche dei waveform monitor 528A e vettorscopi 1420.
La maggiore richiesta per il 1750 si avrà per quelle applicazioni dove due o più segnali devono essere miscelati od indirizzati a dispositivi per elaborazioni successive. In questi casi la possibilità SCH permetterà l'esame dei segnali in arrivo per determinare se ciascun segnale è correttamente regolato per la fase SCH e se i segnali sono sincronizzati con il color frame.
Il 1750 occupa uno spazio corrispondente a metà rack.

TEKTRONIX
Via Lampedusa, 13
Milano Rif. 32

Piastra per grafica a colori

La scheda EML/CGC 512 disponibile dalla Eurolog offre una grafica a colori ad alta risoluzione con un piano di immagine composto da 512 x 512 pixel; ogni pixel può avere un colore scelto fra 8 diversi, oppure uno fra 8 livelli di grigio.
Alla scheda si possono collegare dei monitor a colori con segnali di ingresso TTL o con input composito SYNC R-G-B su cavo coassiale.

Nuovo strumento di misura della Tektronix in grado di offrire la possibilità di controllo e misura della fase SCH, nonché la completa possibilità di selezione di field e di linea di intervallo verticale.

STRUMENTAZIONE

La scheda contiene tutta la memoria necessaria (192 Kbyte) per contenere 2 immagini complete a 8 colori di 512 x 512 pixel. Tutte le funzioni di rinfresco dell'immagine sono compiute autonomamente dalla scheda senza intervento della CPU. La commutazione tra un'immagine e l'altra avviene istantaneamente attraverso un comando software.
La velocità di tracciamento delle immagini è molto elevata, e ciò consente di realizzare delle semplici animazioni.
La scheda videografica EML/CGC 512 consiste di 2 schede in formato standard Eurocard (100 x 160 mm) accoppiate fra loro.
Il segnale video composito è fornito su 3 connettori SMC, mentre i segnali TTL ed il sincronismo sono disponibili su un connettore BERG.

ZELCO
Via V. Monti, 21
Milano

Rif. 33

Apparati nella serie NSG 200 e l'AC Drop-out Simulator SCHAFFNER.

AC Drop-out Simulator

Per laboratori EMC e di R & D nonché per prove di accettazione lo NSG 401 Schaffner, a ulteriore completamento della nota serie NSG 200 della stessa casa, consente l'analisi degli effetti di caduta alimentazione in sistemi a microcomputer. A tempo di caduta regolabile (16 minuti max a 50 Hz), tempo di ripetizione da 1 a 99999 mezzi cicli, angolo fase da 0° a ± 180°, l'AC Drop-out Simulator permette di condurre valutazioni di "line drop-outs", quali ad esempio in operazioni di commutazione, sia in hardware che in software, di dispositivi μp.

È utilizzabile in prove di connessione trasformatori, magneti, etc. (6,3 A max "test object current"), nonché per studi di simulazione sistemi di controllo a pacchetto d'onda; o comandati tramite erogazione energia con definito angolo di fase.

ELETTRONUCLEONICA S.p.A.
P.zza De Angeli, 7
Milano

Rif. 34

Scheda EML/CGC 512 alla quale possono essere collegati dei monitor a colori con segnali di ingresso TTL o con input composito SYNC R-G-B sul cavo coassiale.

Analizzatore di spettro programmabile

L'analizzatore MS 611A disponibile dalla Anritsu è uno strumento automatico con caratteristiche avanzate che copre in un'unica portata sia la banda audio (la minima frequenza è 10 Hz) che tutta la gamma VHF/UHF (fino a 2 GHz).
Tutte le funzioni sotto controllate da un microprocessore e di conseguenza non sono possibili errori dovuti ad incompatibilità tra le condizioni di misura selezionate, come può avvenire in strumenti di tipo tradizionale.
Alcune funzioni come "Sintonia automatica" o "Selezione automatica della sensibilità" permettono allo strumento di individuare il segnale con la massima ampiezza che viene visualizzato nelle condizioni attuali. Sul CRT sono indicati anche i parametri di misura, nonché i valori di frequenza ed ampiezza, assoluti o relativi misurati in corrispondenza del marker variabile.
L'interfaccia GP-IB standard rende l'MS 611A particolarmente adatto per sistemi automatici di misura.

VIANELLO
Via T. da Cazzaniga, 9/6
Milano

Rif. 35

MULTIMETRI DIGITALI

L'esecuzione compatta e il moderno design favoriscono una efficace maneggevolezza di questa nuova serie di strumenti ad alta precisione.
L'uso è facilitato dalla particolare disposizione dei selettori delle funzioni a pulsante e del commutatore centrale rotativo.
Grazie agli LCD e ad un nuovo convertitore analogico/digitale e consumo ridottissimo, gli strumenti hanno una lunga autonomia d'esercizio.
Polarità automatica. Segnalazione luminosa BAT se l'autonomia è inferiore a 5 ore.
Temperatura di funzionamento: 0÷50°C - Dimensioni: 188x86x50 - Peso: 0,4 kg

TM/0522-00
MX 522
- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,5%
- 6 funzioni - 22 portate
- Impedenza d'ingresso: 2 MΩ (c.c./c.a.)
- Autonomia: 1500 ore

TM/0562-00
MX 562
- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,2%
- 6 funzioni - 25 portate
- Impedenza d'ingresso: 10 MΩ (c.c./c.a.)
- Autonomia: 2000 ore

TM/0563-00
MX 563
- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,1%
- 9 funzioni - 32 portate
- Misura delle temperature: −20 +1200°C con sonda a termocoppia - Risoluzione: 1°C
- Misura in dB: −20 +40 dB
- Risoluzione: 0,1 dB
- Autonomia: 1000 ore

TM/0575-00
MX 575
- Display: 4½ cifre a cristalli liquidi (20.000 punti)
- Altezza della cifra: 10 mm
- Precisione: 0,05%
- 7 funzioni - 24 portate
- Frequenzimetro su due gamme: 10 kHz e 50 kHz
- Autonomia: 150 ore

ACCESSORI

TM/1030-02 HA794 Sonda HT 30 kV c.c.
TM/1030-00 HT207 Sonda HT 30 kV c.c. (Per MX522)
TM/1200-00 HA1159 Sonda di temperatura −50°C ÷ +150°C
TM/1210-00 HK200 Sonda di temperatura −25°C ÷ +350°C
TM/1220-00 HK202 Sonda di temperatura −20°C ÷ + 1100°C (Per MX563)

TM/1100-00 AM10 Pinza amperometrica 200 A (apertura 15x11 mm)
TM/1110-00 AM15 Pinza amperometrica 1000 A (apertura Ø 50 mm)
TM/1150-00 HA303 SHUNT c.c. 30 mV - 30 A
TM/1160-00 HA300 SHUNT c.c. 30 mV -
TM/1300-00 HA902 Sonda (Filtro TV)
TM/1400-00 AE182 Borsa di trasporto

DISTRIBUITI DALLA

Per informazioni indicare **RIf. P 24** sul tagliando

GENERATORE DI FUNZIONI

Con pochi componenti passivi, un quadruplo amplificatore operazionale e tre diodi è possibile realizzare un circuito capace di produrre 4 funzioni (e precisamente due alla volta comporaneamente) di cui molto spesso occorre disporre per far funzionare alcuni sistemi elettronici.

Con riferimento al circuito di figura la si vede che per ottenere quattro differenti funzioni aventi un periodo rispettivamente pari a 4RC e 2RC è sufficiente spostare il commutatore da A a B.

Quando il commutatore S1 si trova nella posizione A, l'uscita dell'integratore $U_{1\text{-}a}$ è data da $V1 = V_{co} \pm (t/RC) V_z$, nella quale V_{co} è la tensione iniziale ai capi del condensatore C e V_z è la tensione di zener. Risultato: all'uscita dell'integratore sarà presente una tensione a rampa positiva oppure negativa. Supponendo che la corrente di zener I_z sia inizialmente positiva, avremo in corrispondenza di V_1 una tensione a rampa (V_1) diretta in senso positivo, tensione che eventualmente costringerà I_z a cambiare la sua polarità. Ciò a sua volta produrrà una rampa negativa in corrispondenza di V_1.

Quando V_1 ritornerà nuovamente ad essere uguale a $-V_z$, I_z cambierà di nuovo la sua polarità completando in questo modo il ciclo. In questo modo in corrispondenza di V_1 avremo una tensione triangolare mentre in corrispondenza di V_2 sarà presente un'onda quadra, come appunto indicato in figura 1b).

Quando S_1 viene portato nella posizione B, la pendenza della rampa dipenderà dalla polarità della reazione; più precisamente se la reazione è positiva, il diodo D_1 condurrà fornendo in questo modo una resistenza equivalente d'ingresso con valore di R/100. Di conseguenza, la rampa negativa andrà da $+V_z$ a $-V$ in 1/100 del tempo impiegato dalla rampa positiva per passare da $-V_z$ a $+V_z$. Ciò darà luogo alla formazione di una forma d'onda a dente di sega in corrispondenza di V_1 e ad un impulso in corrispondenza di V_z, come indicato in figura 1c. ■

(Electronics - M. Cereijo)

Fig. 1 - Questo semplice circuito basato su tre amplificatori operazionali (a) è in grado di fornire quattro differenti funzioni di cui è possibile variare i rispettivi periodi. In base ai componenti qui riportati, il periodo delle forme d'onda prodotte è dato da T = 4RC e T = 2RC. Se l'interruttore viene posto nella posizione A, la tensione V_1 ha andamento triangolare mentre V_z è quadrata. Se viene portato in B, avremo su V_1 una tensione a dente di sega e su V_2 una tensione ad impulsi.

TESTER "SONORO" PER IL CONTROLLO DEI DIODI

Il controllo delle caratteristiche elettriche dei componenti prima che questi vengano portati nelle linee di produzione (Incoming Inspection) è una sezione tra le più importanti in un sistema di produzione di apparecchiature industriali o civili. Il sistema di controllo proposto si applica ai diodi ed è in grado di fornire una risposta sonora circa la corretta funzionalità di questi componenti. L'operatore in questo caso deve solamente fare attenzione a sistemare correttamente il diodo nei morsetti di fissaggio e "ascoltare"; non gli è richiesto di osservare pannelli di voltmetri o schermi di oscilloscopi.

I controlli effettuabili con questo sistema sono in grado di indicare se il componente funziona correttamente, se è in cortocircuito, se è interrotto se è stato collegato con le polarità invertite.

Il diodo, una volta inserito nei morsetti, diventa parte del circuito di controllo, e precisamente della relativa sezione raddrizzatrice. In base alle "condizioni elettriche" in cui il diodo si trova potranno entrare in conduzione i fotoaccoppiatori U1 oppure U2, facendo in questo modo entrare in funzione i circuiti oscillatori basati sul 556 i quali di conseguenza potranno produrre suoni differenti (vedi tabella).

Un diodo che funzioni *correttamente* porterà in conduzione U1, il quale a sua volta farà entrare in funzione l'oscillatore a 750 Hz tramite il relativo terminale 10. Risultato: l'operatore udrà un nota a 750 Hz. Compito del condensatore C2 è quello di mantenere tensione sul terminale 10 durante le semionde negative (non raddrizzate) della tensione della rete. Un diodo in corto o inserito con le polarità invertite farà entrare in conduzione U2 il quale farà entrare in funzione l'oscillatore a 12 Hz. Questi impulsi a 12 Hz andranno, a loro volta, a "modulare" l'oscillatore a 750 Hz, fornendo in questo modo una seconda informazione. Il condensatore C2 bloccherà in questo caso la frequenza di rete a 50 Hz ma lascerà passare gli impulsi a 12 Hz.

Durante le semionde non raddrizzate della tensione della rete, il condensatore C1 provvede a mantenere una tensione continua sul terminale 4 di U3, portando nello stesso tempo in conduzione il transistore Q e impedendo in questo modo al fotoaccoppiatore U1 di condurre nello stesso periodo di tempo in cui conduce U2.

Un resistore da 740 Ω, inserito nel circuito del diodo, funziona da limitatore per cui questo circuito di prova potrà essere utilizzato per controllare sia i cosiddetti "diodi di segnale" che quelli di potenza. ■

(E. Design - J. L. Bradely)

Tabella 1 - Significato delle note udite.

Condizione del diodo ai terminali di prova	Indicazione acustica
diodo assente	nessuna
diodo "buono"	nota continua a 750 Hz
diodo invertito	nota a 750 Hz interrotta periodicamente alla frequenza di 12 Hz
diodo in corto	nota a 750 Hz interrotta periodicamente alla frequenza di 12 Hz
diodo aperto	nessuna

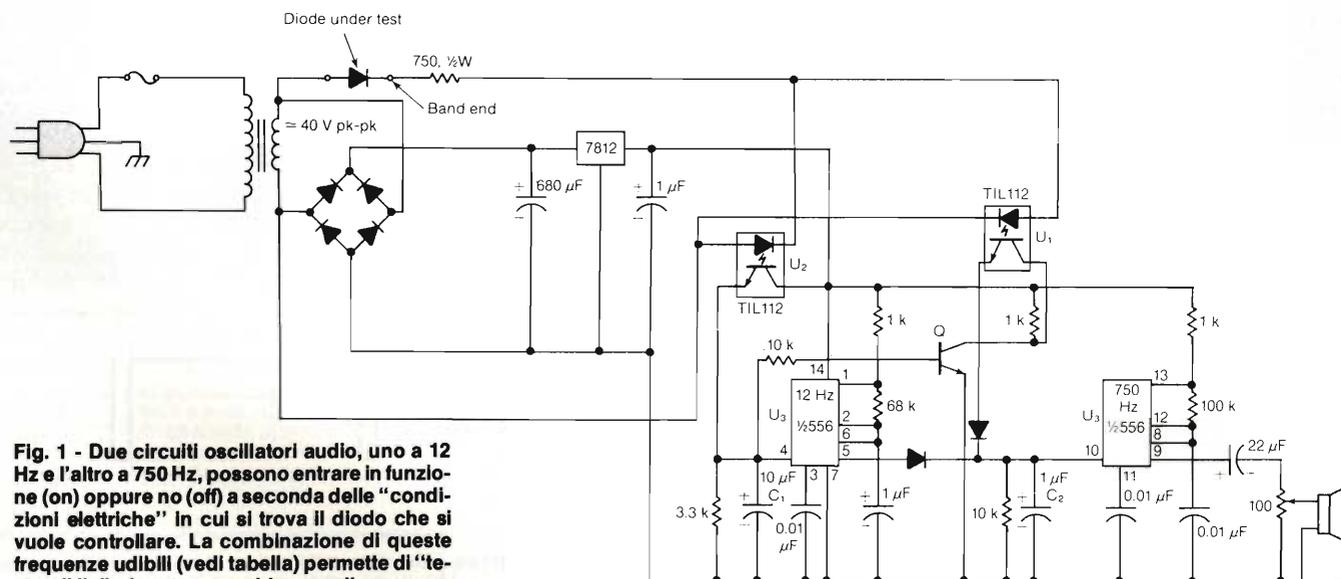



Fig. 1 - Due circuiti oscillatori audio, uno a 12 Hz e l'altro a 750 Hz, possono entrare in funzione (on) oppure no (off) a seconda delle "condizioni elettriche" in cui si trova il diodo che si vuole controllare. La combinazione di queste frequenze udibili (vedi tabella) permette di "testare" il diodo senza aver bisogno di osservare lo schermo di un oscilloscopio o di un voltmetro digitale.

STABILIZZAZIONE DEL PUNTO DI LAVORO DI UN AMPLIFICATORE VIDEO A LARGA BANDA (40,17 MHz) PER IMPIEGHI EDP

La sempre più spinta densità d'integrazione raggiunta nella realizzazione delle memorie a semiconduttori consente di presentare sullo schermo di un cinescopio immagini con una risoluzione sempre più fine. Attualmente esistono cinescopi capaci di fornire questi valori elevati di risoluzione, ma per sfruttare questa loro possibilità occorre che anche l'amplificatore video soddisfi a determinate esigenze. Queste sono: larghezza di banda elevata e nello stesso tempo buona amplificazione del segnale e assenza di distorsione da quest'ultimo. Occorre inoltre che non possano verificarsi variazioni di intensità luminosa che, a loro volta, produrrebbero alterazione dei colori; quest'ultima esigenza richiede, com'è noto, una perfetta stabilizzazione del punto di lavoro degli amplificatori video finali.

Lo stadio finale video presentato nella *figura 1* è stato progettato per comandare un cinescopio a maschera fessurata, capace di presentare su ciascuna riga 1024 punti singoli di colore (pixel). Siccome ogni punto colorato è formato a sua volta da tre striscette di fosfori dei colori primari (rosso, verde e blu) succederà che, per eccitare il fosforo di ciascuna striscetta, il fascio di elettroni avrà a disposizione solo un tempo (t_s) di 16,9 nanosecondi. Per poter riprodurre tutte le sfumature di colore richieste occorre inoltre che ciascuna striscetta possa essere eccitata con tutti i livelli di segnale ammessi; per ottenere ciò bisogna che l'amplificatore sia in grado di fornire un segnale con un tempo di salita pari a 8,4 ns ($^1/_2\, t_s$); il ché significa in altre parole che l'amplificatore dovrà possedere una larghezza di banda di 40,17 MHz.

L'amplificatore presentato nella *figura 1* è in grado di sodddisfare a queste caratteristiche. Esso possiede infatti un'escursione di segnale che raggiunge un massimo di 50 V; possiede un fattore di amplificazione di 20 con una capacità di carico del tubo tipica di 12 ... 14 pF.

L'amplificatore video è formato da due sezioni: lo stadio finale ed una sorgente di corrente regolata.

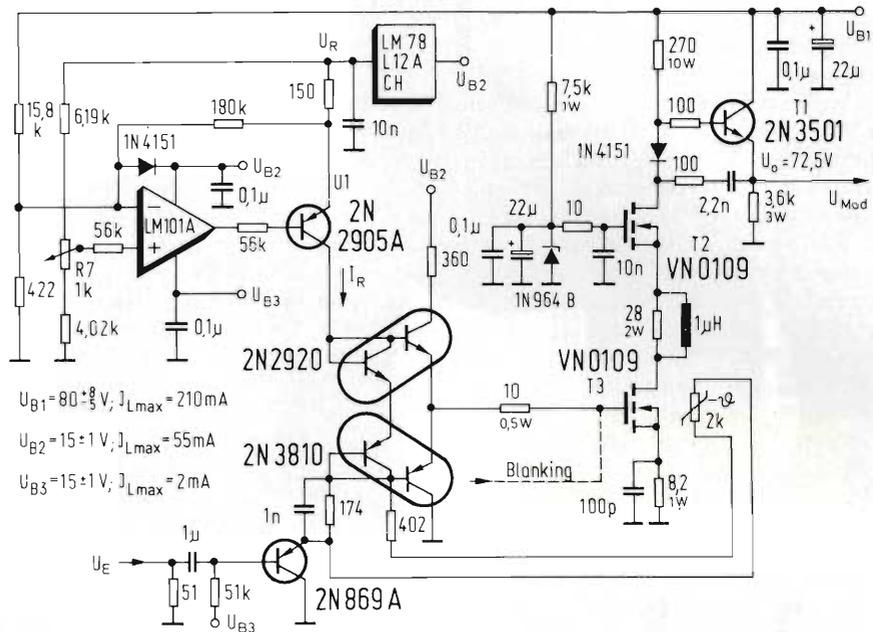



Fig. 1 - Stadio finale video a larga banda per monitor EDP.

Il segnale, dopo essere stato "preparato" in uno stadio preamplificatore, perviene allo stato finale, formato da due V-MOSFET montati in una configurazione "emitter follower" in cascata.

L'emitter follower possiede una elevata amplificazione di corrente per cui la capacità catodo-griglia del tubo risulterà scaricata su bassi valori ohmici.

La bassa capacità d'ingresso di questo circuito "cascode", la quale si mantiene costante anche in condizioni dinamiche, ed inoltre, l'impiego di VMOS-FET aventi tempi di salita brevi ed elevata resistenza d'ingresso, sono caratteristiche difficilmente ottenibili se si dovessero impiegare transistori bipolari.

La seconda sezione di questo stadio finale video è costituita da una sorgente di corrente regolata, avente un'elevata resistenza d'uscita e da uno stadio emitter follower lavorante in classe AB.

Compito della sorgente della corrente regolata è fare in modo che il punto di lavoro non possa subire spostamenti in seguito a eventuali variazioni della tensione di alimentazione. Per ottenere ciò, la tensione U_{B1} viene confrontata con la tensione U_R. Eventuali scostamenti del valore fissato mediante R7 faranno variare la corrente di riposo I_R che, a sua volta, tenderà ad impedire lo spostamento del punto di lavoro prodotto da U_{B1}.

Per impedire lo spostamento del punto di lavoro prodotto dal coefficiente di temperatura positivo della resistenza drain-source di T3, si provvede a fissare un termistore NTC al contenitore del transistore; il termistore produrrà una variazione di I_R che contrasterà un'eventuale variazione della tensione del punto di lavoro.

Applicate le tensioni di alimentazione, si fisserà il punto di lavoro U_o= 72,5 V agendo su R7, ritoccandolo una volta trascorso il tempo di riscaldamento del circuito. ■

(Funkschau - R. Röder)

ANCORA SUL GENERATORE DI SEGNALI VIDEO PER LABORATORIO ED ASSISTENZA TV

Heidebrecht Hill - V parte

La pubblicazione di questo articolo, suddiviso in quattro parti, è iniziata con il numero di Gennaio 1984 di "Selezione di tecniche elettroniche".

Per coloro che abbiano incontrato difficoltà durante la costruzione, vengono qui forniti alcuni consigli, basati sulle esperienze finora accumulate. Ecco dapprima un breve elenco degli errori materiali che sono stati riscontrati nella descrizione di questo complicato circuito:

Il ponticello accanto ad R78 in *figura 14*, che collega a massa l'emettitore del transistore T14 del modulatore colore, dovrà essere sostituito dal resistore R81 (820 Ω) indicato sullo schema di *figura 4*.

R79 dovrà avere il valore di 1,2 kΩ e non di 1,8 kΩ (vedi schema).

$\overline{\text{FBAL}}$ nella *figure 3* e *14* dovrà essere correttamente denominato $\overline{\text{BAL}}$.

Il condensatore C28 di *figura 17* (c.s. tastiera) non dovrà essere collegato a massa, ma alla linea a +12 V.

9,1k
Piste interrotte provenienti dagli anodi di D9...D12
Anodi D9...D12
a)
1/2 4011
4063
1/2 4011
IC1 Q5 Q4 Q3
Q2 IC2b
Piste interrotte provenienti da Q2 di IC2b
b)
IC1 Q4 Q1 Q2 Q3
4012
Smontare D2...D5
Punto comune di D2...D5
c)
+12V
7805
+6,5V
4,7k
360
d)

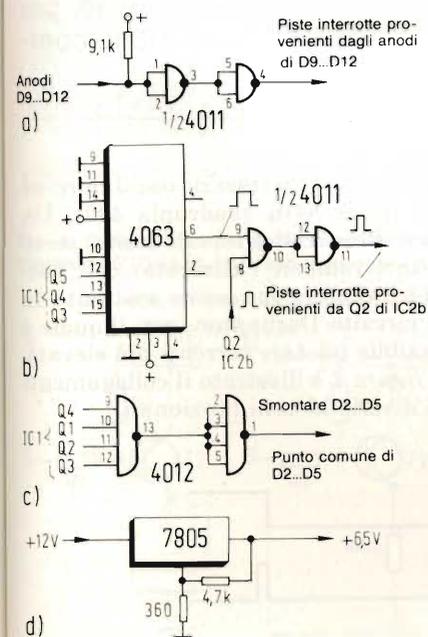



Fig. 1. Circuiti supplementari per il generatore video. Tutti gli ingressi CMOS non collegati dovranno essere collegati a massa o a 12 V tramite resistori ≧ 100 kΩ.

Nello schema della disposizione dei componenti in *figura 13*, P5 è disegnato come se fosse un trimmer. Questo potenziometro dovrà essere invece montato sul pannello frontale dei comandi.

Non ottenendo i corretti risultati alla prima accensione dell'apparecchio, l'inconveniente potrebbe essere dovuto ai flip flop RS di IC8a e b. Il segnale presente nel "punto comune" dei diodi D9...D12 potrà essere ritardato a sufficienza mediante due invertitori collegati secondo quanto indicato nello schema di *figura 1a* di questo articolo.

A causa delle tolleranze dei componenti, l'impulso di burst potrebbe trovarsi in una posizione errata. In questo caso sarà necessario modificare il dimensionamento di C10 ed R 167. Con C10 = 27 pF ed R167 = 20 kΩ sono state soddisfatte, nel prototipo di laboratorio, le relazioni temporali.

Lo strumento potrebbe anche presentare i seguenti inconvenienti:

1. Regolazione dei colori che avviene soltanto in modo errato (rosso e verde scambiati)
2. La figura a reticolo ha le righe orizzontali ingrossate
3. La barra bianca a sinistra viene casualmente sincronizzata fino alla larghezza di una barra, in direzione del centro dello schermo.
4. Nella visualizzazione di un colore singolo, il margine destro è colorato diversamente.
5. Aumentando l'ampiezza con P5, la luminosità della barra sinistra tende ad offuscare l'immagine.

Mentre venivano ricercate le cause di questi inconvenienti, sono state riscontrate le seguenti irregolarità negli oscillogrammi:

a. In *figura 2* (Os 3), il testo deve essere così corretto: t1 = 200 ns, t2 = 3,2 μs.

b. In *figura 2*, nell'oscillogramma SYNC (negato) vert. è disegnato un impulso di troppo.

c. In *figura 5*, Os 11, l'andamento dovrà essere disegnato in modo che risulti simmetrico rispetto alla linea v0.

d. Nel flip flop Col-Off (negato) di *figura 6*, dovranno essere scambiate tra loro le uscite 1 e 2.

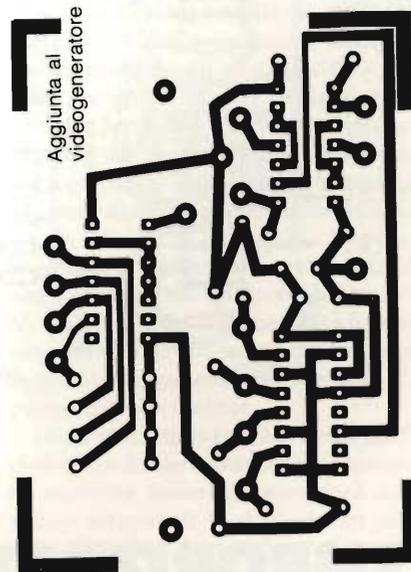



Fig. 2a - Circuito stampato supplementare.

Per eliminare gli inconvenienti da 1 a 5, occorre effettuare le seguenti modifiche:

Inconv. 1: Per P1 e P2 erano disponibili, per il prototipo, trimmer da 2,5 kΩ, ma con essi la tensione variava in modo insufficiente. Sostituendo R65 con un resistore da 2,2 kΩ e tralasciando R66, sarà possibile effettuare l'intera regolazione soltanto con metà della corsa del potenziometro. Per rendere più stabile la tensione di riferimento, i cursori dei due potenziometri dovranno essere collegati a massa tramite due condensatori in parallelo (2,2 μF e 100 nF).

Inconv. 2: C100 ed R200 determinano la larghezza delle righe orizzontali. Con C100 = 3,3 nF ed R200 = 36 kΩ, è possibile far sì che venga scritta una sola riga per volta in ciascun semiquadro.

Inconv. 3: Sarebbe opportuno inserire, tra Q2 di IC1b ed il conduttore di uscita, il circuito illustrato in *figura 1b*. Di conseguenza, sarà possibile che il reset di IC2 avvenga solo nel giusto istante. Anche i diodi D2...D5 dovranno essere sostituiti dal circuito di *figura 1c*.

Inconv. 4: Nella visualizzazione a colore unico, anche il segnale EF viene

sincronizzato da AT, tramite T26. Quando questo transistore è pilotato eccessivamente, i colori risultano falsati. Sostituendo R118 con un resistore da 39 kΩ in parallelo con un condensatore da 150 pF, la commutazione avverrà in modo sufficientemente rapido.

Inconv. 5: Alimentando il modulatore con la tensione di 6,5 V consigliata dai fogli dati, cioè aumentando leggermente la tensione del 7805 sulla basetta dell'alimentatore (come mostrato in *figura 1d*) non avverrà più questo sovrapilotaggio.

Verificando le frequenze del multiburst, potranno essere osservati scostamenti, nonostante siano stati montati resistori a strato metallico con tolleranza dell'1 %, poichè la resistenza interna delle uscite non attivate di IC23 e rispettivamente di IC24 non è infinita. Volendo regolare le frequenze con molta precisione, sarà necessario regolarle una dopo l'altra al valore nominale, a partire da 0,5 MHz, per arrivare a 4 MHz, variando il valore dei resistori. Il piccolo circuito stampato di *figura 2* permette di apportare le necessarie modifiche: esso dovrebbe essere montato vicino ad IC1, in modo da mantenere più corti possibile i collegamenti. Non sono necessari conduttori di collegamento schermati.

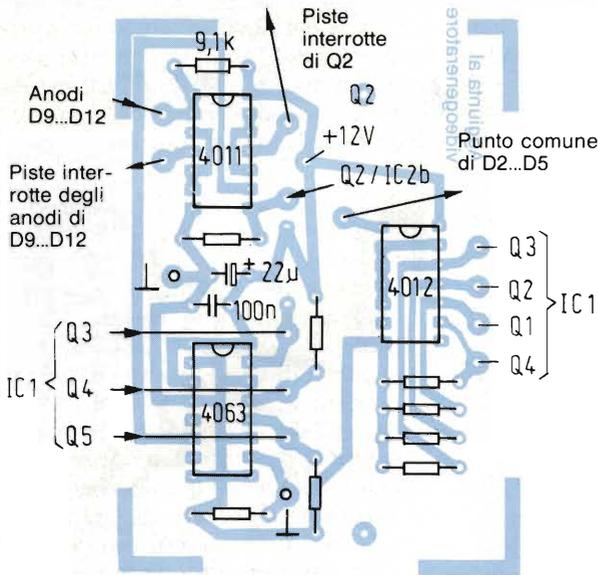



Fig. 2b. Disposizione dei componenti. Tutti i resistori dei quali non è indicato il valore, devono avere almeno 100 kΩ. D2...D5 dovranno essere eliminati.

TEMPORIZZATORE PER SPEGNERE APPARECCHI A BATTERIA

Questo dispositivo interrompe l'alimentazione a batterie di un apparecchio elettronico dopo un determinato tempo, nel caso che l'operatore si sia dimenticato di spegnerlo. Utilizzabile, per esempio, per strumenti, giocattoli elettronici e circuiti molto complessi che però assorbono una bassa potenza.

Le condizioni di progetto, alle quali deve soddisfare questo temporizzatore, sono le seguenti.

1. Il circuito di protezione della batteria deve staccare l'apparecchio dalla sorgente di energia dopo circa 10 minuti.
2. La corrente assorbita deve essere tanto piccola da non influenzare in modo apprezzabile la durata funzionale dell'apparecchio tra un cambio e l'altro della batteria.
3. Il prezzo dei componenti non deve essere molto superiore rispetto a quello di una batteria nuova.
4. Il circuito deve essere facile da costruire.
5. Il circuito deve essere poco ingombrante, in modo che sia possibile inserirlo facilmente in un'apparecchiatura.

Per questo temporizzatore sono stati utilizzati due circuiti integrati CMOS perchè questi componenti assorbono una bassa corrente di riposo: un 4060 collegato come divisore con rapporto pari a 2 alla 14esima potenza (che contiene anche il necessario oscillatore) ed una porta NOR quadrupla 4001. Un transistore collegato all'uscita serve ad interrompere l'alimentazione; questo transistore può essere sostituito da un circuito Darlington, con il quale è possibile pilotare correnti più elevate. In *figura 1* è illustrato il collegamenti dei diversi blocchi funzionali.

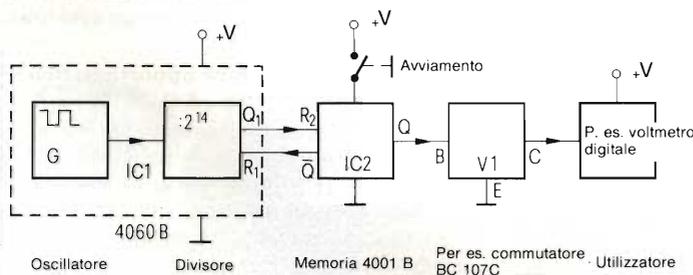



Fig. 1. Schema a blocchi per realizzare un interruttore automatico a tempo.

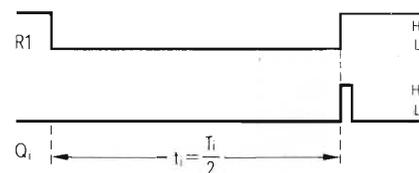
R1 H L H L
Qi $t_i = \frac{T_i}{2}$

f0 = 1/To = 2i/Ti = 214/T14 = 13,6 Hz quando ti = 10 min Ti = 20 min

Fig. 2. Andamento della tensione all'uscita Qi del divisore 4060B.

Interruttore a tempo per molte applicazioni

Poichè il circuito qui descritto può avere molte applicazioni (può essere usato,per esempio, anche per scopi fotografici) i diversi componenti potranno essere dimensionati entro ampi limiti, in modo che ciascuno possa adattare il circuito alle proprie particolari applicazioni. Il divisore ha una serie di uscite che permettono di ottenere diversi rapporti di divisione (da Q4, che corrisponde ad una divisione per 2 alla quarta potenza fino a Q14, che corrisponde ad una divisione per 2 alla 14esima potenza; solo l'uscita Q11 non è direttamente disponibile).

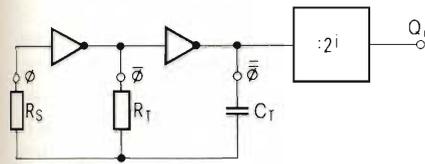



Fig. 3. Circuito dell'oscillatore con IC1 = 4060B, con alcuni dati per dimensionare i componenti.

Impiegando una delle uscite Qi (i = 4...14) per pilotare il circuito, "ti" determina il tempo durante il quale rimarrà acceso l'apparecchio (*figura 2*). Nel caso in esame, ti dovrà essere uguale a 10 minuti, cioè a 600 secondi. La frequenza di oscillatore necessaria sarà fo = 13,6 Hz. In questo caso, i componenti dell'oscillatore potranno essere dimensionati come indicato in *figura 3*.

Per poter costruire questo circuito con dimensioni ragionevoli, CT dovrà essere un condensatore a film plastico da 330 nF. Il valore di Rs non è critico e può variare entro ampi limiti.

Il flip flop RS è formato da due delle quattro porte NOR contenute nel 4001. Le uscite del flip flop pilotano l'ingresso di reset di IC1 e la base del transistore pilota. In *figura 4* è illustrato lo schema completo del circuito. Gli ingressi che rimangono liberi devono essere collegati a 0 V.

Poichè i collegamenti da eseguire in questo circuito sono pochi, esso potrà essere montato su una piastrina preforata per prototipi. Per controllare se il circuito funziona, converrà misurare il segnale all'uscita Q7: in questo modo sarà possibile verificare, già dopo alcuni secondi, se avviene la commutazione (in Q7, ti è di 5 secondi). Dopo aver azionato il pulsante di avviamento, il circuito assorbe, dall'alimentatore a 9 V, una corrente di circa 300 μA; a questa corrente dovrà essere naturalmente aggiunta la corrente assorbita dall'apparecchio alimentato.

A seconda del tempo di ritardo previsto, potranno essere scelte le uscite da Q4 a Q14

Fig. 4. Schema completo del temporizzatore, utile per spegnere, tra l'altro, voltmetri digitali alimentati a batteria, nel caso vengano lasciati inavvertitamente accesi.

Dopo che l'apparecchio verrà spento, cioè quando sarà trascorso il tempo ti, la corrente assorbita scenderà ad un valore minore di 1 μA, ossia un consumo dell'ordine di grandezza di quello di un orologio da polso digitale. Quando il circuito funziona in "stand-by", la batteria non viene da esso scaricata in modo apprezzabile.

Modifiche per ottenere tempi più lunghi

Per adattare questo circuito ad altre applicazioni, in *figura 5* sono illustrate alcune varianti. Nei circuiti Darlington con transistori NPN/PNP, i due resistori collegati tra base e massa dovrebbero avere un valore di circa 0,5...1 MΩ, in modo da minimizzare la corrente totale assorbita dal transistore in assenza di carico. Se il circuito dovesse commutare carichi più elevati, sarebbe preferibile usare un relè. In questo modo il temporizzatore potrà essere alimentato a lungo mediante una batteria da 9 V e sarà possibile fare a meno di un alimentatore di rete.

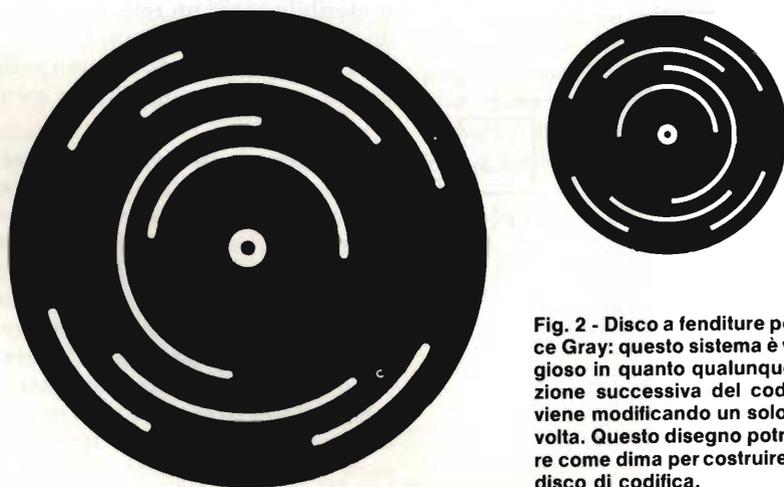
Se il ritardo del temporizzatore dovesse essere considerevolmente aumentato, potrà essere collegato un ulteriore divisore per 2 alla 12esima potenza (IC3 = 4040) tra IC1 ed IC2. In questo modo potrà essere realizzato un temporizzatore per camera oscura. Le graduazioni del diaframma corrispondono ciascuna ad una variazione del tempo di esposizione pari ad un fattore di circa due. Per questa applicazione, sarà perciò necessario dimensionare diversamente l'oscillatore. ■

Fig. 5. Varianti che possono adattare il circuito alle necessità dell'utilizzatore;
a) Carico inserito nel conduttore di massa;
b) Circuito Darlington adatto a carichi di maggior potenza.
c) Circuito Darlington, carico inserito nel terminale positivo di alimentazione.

DISPOSITIVO ELETTRONICO CHE INDICA LA DIREZIONE DEL VENTO

Joerg Baritsch

Questo strumento traduce la posizione di una banderuola che ruota a seconda del vento mediante un dispositivo elettronico a quattro barriere fotoelettriche, in un'indicazione ottica effettuata mediante LED orientati secondo le principali direzioni della "rosa dei venti". Quest'ultima è suddivisa in settori di 22,5 gradi, che corrispondono alle direzioni dei venti come vengono definite nei bollettini meteorologici. Viene anche proposto un sistema per rilevare la velocità del vento.

Qualsiasi dispositivo meccanico atto ad indicare la direzione del vento (per esempio quello illustrato in *figura 1*) può essere facilmente completato con un circuito elettronico che permetta di visualizzare la direzione istantanea della banderuola. Il circuito integrato 4067B può decodificare un segnale d'ingresso a 4 bit nelle sedici uscite corrispondenti ai diversi codici, facendo accendere un LED per ciascuna uscita attivata.

Codifica binaria con disco a fenditure

Per ottenere la risoluzione di 16 posizioni è necessario utilizzare un codice binario a 4 bit. Questo potrebbe essere, per esempio, un codice di numerazione in base 2 (cioè quello normalmente usato per i decodificatori BCD o per i computer). Dovendo però tradurre in questo codice la posizione di un disco a fenditure, sorgono alcune difficoltà, in quanto con questo codice, le variazioni possono riguardare più di un bit alla volta.

Quando il disco è prodotto dall'industria e le fenditure sono lavorate con estrema precisione, il funzionamento sarà in generale privo di inconvenienti. Il disco che sarà utilizzato per lo strumento presentato in questo articolo è invece quasi sempre prodotto in unico esemplare e con sistemi artigianali (per esempio ricavato da una lastra di legno o metallo mediante un seghetto da traforo), oppure mediante una pellicola fotografica ricavata dal profilo di *figura 2* e poi incollata su un disco di plexiglass od affini; in caso sia necessario variare contemporaneamente il livello logico di più di un bit, le parti iniziali e terminali delle singole fenditure potrebbero non sovrapporsi esattamente, e la codifica non risulterebbe esatta.

È perciò importante scegliere un codice che modifichi lo stato logico di un solo bit per ciascun passo di codifica. Poichè le fenditure sono disposte lungo archi di cerchio, anche il passaggio dall'ultimo codice al primo deve comportare la variazione di un solo bit. Il codice più adatto a questa funzione è il cosiddetto "codice Gray" (vedi tabella).

I quattro bit, che potranno essere disposti secondo sedici diverse configurazioni, dovranno poi essere decodificati in modo da alimentare un indicatore a 16 posizioni. Questa decodifica viene effettuata dal circuito integrato HEF 4067B (oppure CD 4067B), collegato secondo lo schema illustrato in *figura 3*.

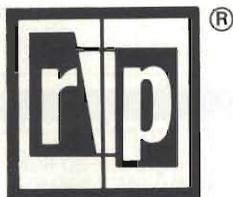
Confronto tra il sistema di numerazione duale ed il codice Gray

Cifra decimale	Numero duale	Codice Gray	Uscita decodificatore
0	0000	0000	Y0
1	0001	0001	Y1
2	0010	0011	Y3
3	0011	0010	Y2
4	0100	0110	Y6
5	0101	0111	Y7
6	0110	0101	Y5
7	0111	0100	Y4
8	1000	1100	Y12
9	1001	1101	Y13
10	1010	1111	Y15
11	1011	1110	Y14
12	1100	1010	Y10
13	1101	1011	Y11
14	1110	1001	Y9
15	1111	1000	Y8

Questo componente, alimentato a 5 V, è in grado di erogare, tramite il resistore comune da 100 Ω, la corrente necessaria ad accendere un LED alla volta. La tensione di alimentazione a 5 V viene prodotta mediante un diodo zener (tensione 5,7 V) ed un transistore (la differenza di 0,7 V corrisponde alla caduta di tensione che si verifica sulla giunzione base-emettitore del transistore).

Le fenditure del disco codificatore vengono esplorate, senza che vi sia contatto tra il trasduttore ed il disco, mediante quattro barriere fotoelettriche. I quattro diodi trasmittenti (CQY 58A oppure, se viene scelto il disco più piccolo, LD 261) sono direttamente collegati alla tensione di alimentazione di

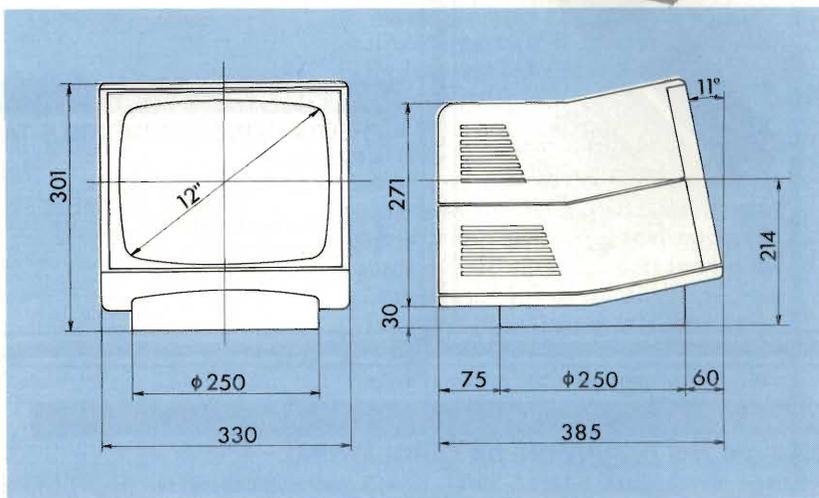
Fig. 2 - Disco a fenditure per codice Gray: questo sistema è vantaggioso in quanto qualunque variazione successiva del codice avviene modificando un solo bit per volta. Questo disegno potrà servire come dima per costruire da sé il disco di codifica.

contenitori
IN ABS AUTOESTINGUENTE

CARATTERISTICHE

Materiale: ABS autoestinguente
Finitura: verniciatura ruvida beige RAL 1019; altri colori a richiesta.
I contenitori vengono forniti in Kit smontati con gli accessori di montaggio.

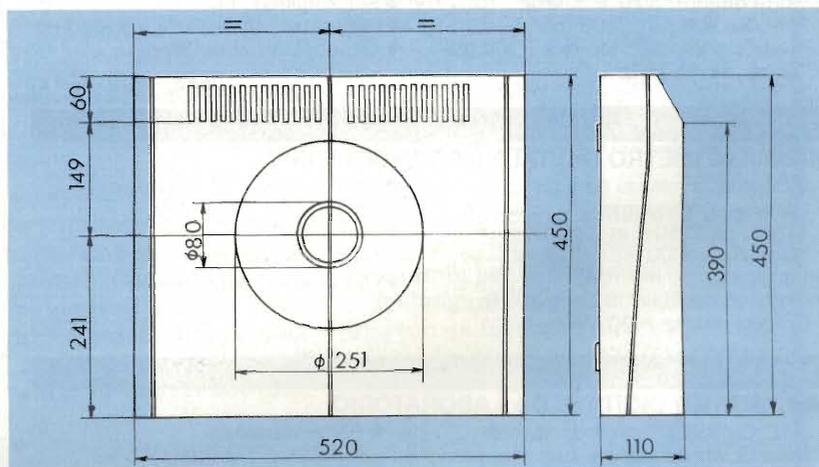
OO/8000-00

CONTENITORE PER MONITOR 12"
Composto da: – 1 pannello superiore
– 2 fiancate con fessure d'aerazione
– 1 pannello posteriore
– 1 base
– 1 cornice per schermo 12"

Sono previste le uscite dei cavi dal pannello posteriore e dalla parte inferiore del contenitore in modo da poter collegare il Monitor al "Floppy-disk" senza il passaggio di cavi all'esterno.
La struttura è interamente smontabile e ciò permette un facile accesso ai circuiti interni.
La base circolare consente una completa rotazione e una inclinazione di 11°.
L'aerazione dei circuiti interni è assicurata dalle fessure dei pannelli laterali.

FLOPPY-DISK

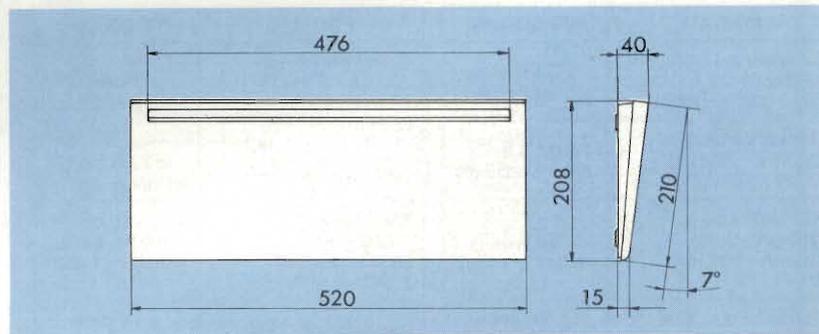
OO/8010-00

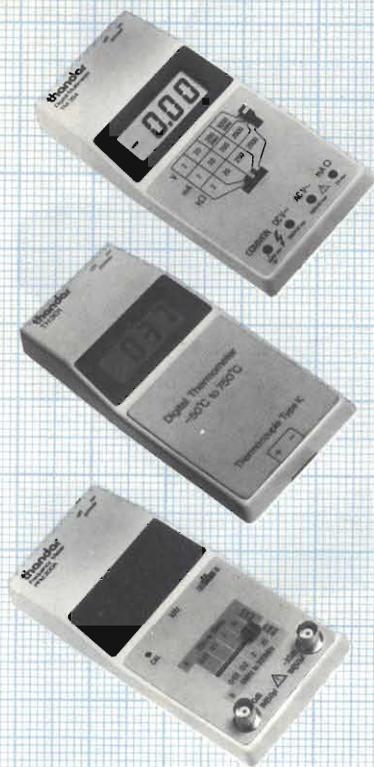
CONTENITORE PER FLOPPY-DISK
Composto da: – 1 pannello superiore
– 1 base
– 1 pannello frontale
– 1 pannello posteriore

Costituisce la base ideale per la struttura del Monitor.
L'interno è concepito per ricevere orizzontalmente due schede formato doppio europa (233,4x160 mm).
L'aerazione dei circuiti interni è assicurata dalle fessure del pannello posteriore.
Sul pannello posteriore è previsto l'ingresso del cavo d'alimentazione e, attraverso il pannello superiore, può essere realizzata la connessione Floppy-disk/Monitor.

TASTIERA

OO/8020-00

CONTENITORE PER TASTIERA
Composto da: – 1 guscio superiore
– 1 guscio inferiore
– 6 viti di assemblaggio

Estremamente leggero, conforme alle norme DIN, rappresenta un elemento fondamentale di questa gamma di contenitori.
Nella parte posteriore è prevista l'uscita del cavo.
La perfetta stabilità della struttura è assicurata da 4 piedini in gomma.

DISTRIBUITI IN ESCLUSIVA DALLA GBC ITALIANA S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA DIGITALI

TM 354

MULTIMETRO DIGITALE TASCABILE

- 3 1/2 Digit LCD con indicatori di polarità e fondo scala portate
- Controllo diodi
- Alimentazione: 1 batteria 9 V
- Dimensioni: 155x75x30

cod. TS/2084-00

PORTATE		PRECISIONE
Tensioni c.c.:	2V - 20V - 200 V	± 0,75%
	1000 V	± 1%
Tensioni c.a.:	200V - 500V	± 1%
Correnti c.c.:	2mA - 20mA 200mA - 2 A	± 1%
Resistenze:	2 kΩ - 20 kΩ 200 kΩ - 2 MΩ	± 0,75%

TH 301

TERMOMETRO DIGITALE TASCABILE

- Display LDC
- Campo di misura: −50°C ÷ +750° C
- Risoluzione: 1°C
- Precisione: ± 0,5% +1°C
- Impedenza di ingresso: 10 MΩ
- Indicatore di batteria scarica
- Alimentazione: 1 batteria 9 V·
- Dimensioni: 155x75x30

cod. TS/2050-00

PFM 200 A

FREQUENZIMETRO DIGITALE TASCABILE

- 8 Digit LED
- Frequenza: 20 Hz ÷ 10 MHz
  5 MHz ÷ 200 MHz
- Sensibilità: 10 mV
- Ingresso (BNC):
  1 MΩ −0 dB/ −20 dB
- Risoluzione: 0,1 Hz ÷ 1 KHz
- Alimentazione: 1 batteria 9 V
- Alimentazione esterna:
  6 V ÷ 15 Vc.c. −100 mA
- Dimensioni: 157x76x32

cod. TS/2113-10

TG 105

GENERATORE DI FUNZIONI DA LABORATORIO

- Campo di frequenza: 5 Hz ÷ 5 MHz in 6 commutazioni
- Onde quadre: 5 Hz ÷ 5 MHz
- Periodo: 200 nS ÷ 200 mS
- Ampiezza impulsi: 100 mS ÷ 100 mS
- Trigger c.c.: 5 MHz
- Tensione uscita: 50 Ω - 0 ÷ 1 V e 0 ÷ 10 V
- Sincronismo: TTL
- Alimentaz.: 220-240 V - 50÷60 Hz
- Dimensioni: 255x150x50

cod. TS/2106-00

TF 200

FREQUENZIMETRO DIGITALE DA LABORATORIO

- 8 Digit LCD
- Gamma di frequenza: 10 Hz ÷ 200 MHz in 2 portate
- Risoluzione: 100 Hz ÷ 0,01 Hz
- Sensibilità: 20 mV RMS
- Onda sinusoidale 10 Hz ÷ 20 Hz
- Periodo: 10 Hz ÷ 20 MHz
- Totalizzatore: 10^8 + fuoriscala entro 10 Hz ÷ 20 MHz
- Alimentazione: 6 batterie 1/2 torcia 1,5 V
- Dimensioni: 255x150x50

cod. TS/2114-00

TM 351

MULTIMETRO DIGITALE DA LABORATORIO

- 3 1/2 Digit LCD con indicatori di: polarità, fondo scala e batterie scariche
- Prova diodi
- Alimentazione: 6 batterie 1/2 torcia 1,5 V
- Dimensioni: 255x150x50

PORTATE	PRECISIONE
Tensioni c.c.: 200 mV - 2V 20V - 200V - 1000V	± 0,1% della lettura +1 Digit
Tensioni c.a.: 200mV - 2V - 20V 200V - 750V	± 0,5% della lettura +2 digit
Correnti c.c.: 200 µA - 2 mA 20 mA - 200 mA 2 A	± 0,3% della lettura +1 digit
Corrente c.c. 10 A	± 2% della lettura +2 digit

PORTATE	PRECISIONE
Correnti c.a.: 200 µA - 2 mA 20 mA - 200 mA 2 A	± 1% della lettura + 2 digit
Corrente c.a.: 10 A	± 2,5% della lettura + 2 digit
Resistenze: 200 Ω - 2 kΩ 20 kΩ - 200 kΩ 2 MΩ	± 0,2% della lettura + 1 digit
Resistenza: 20 MΩ	± 1% della lettura +1 digit

cod. TS/2080-00

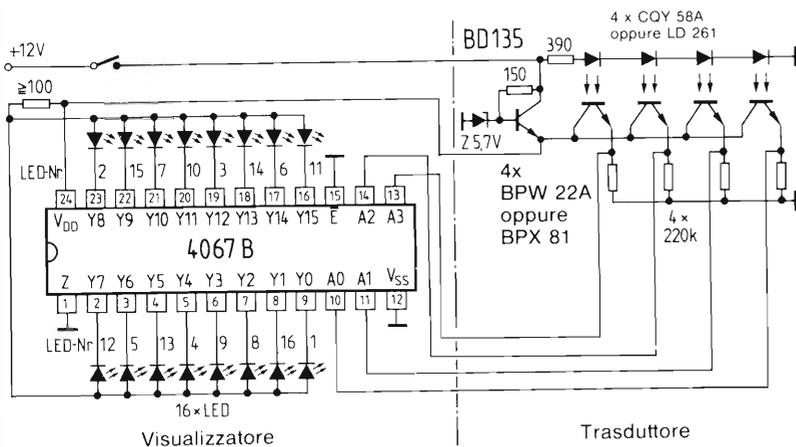



Fig. 3 - Parte elettronica del tele-indicatore della direzione del vento. Per la trasmissione delle informazioni viene usato un codice binario.

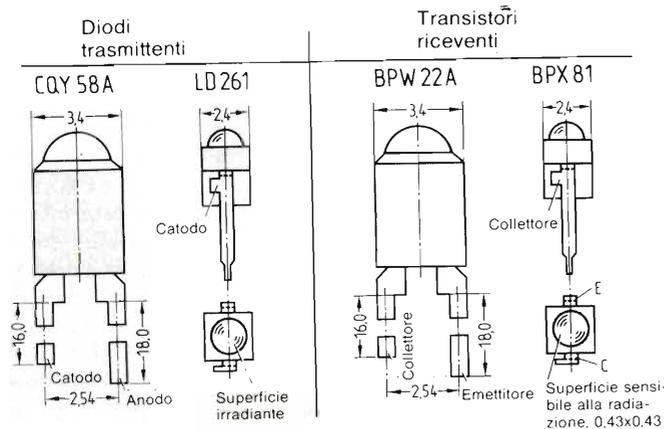



Fig. 4 - Collegamenti dei diodi trasmittenti e riceventi. Per poter costruire un trasduttore compatto, è opportuno usare i LED LD 261 ed i fotosensori BPX 81.

12 V, con un resistore da 390 Ω ... 1 kΩ in serie (la corrente totale assorbita è di circa 100 mA).

I diodi ricevitori (BPW 22A oppure BPX 81) sono collegati alla tensione di 5 V e ciascuno di essi ha una resistenza da 220 kΩ in serie. La polarità dei diodi è indicata in *figura 4*.

Le barriere fotoelettriche e lo stabilizzatore della tensione di 5 V dovranno essere montati su una lastrina preforata per prototipi (*figura 5*). Questa piastrina verrà successivamente fissata al supporto fisso della banderuola segnavento, mediante un angolare di lamierino metallico, collegando alle basette anche il cavetto di uscita del segnale (*figura 6*).

Gli elementi della barriera verranno fissati all'angolare mediante un collante epossidico. Per proteggere il trasduttore dall'azione della luce esterna e per evitare che possa insudiciarsi per l'inquinamento atmosferico, le barriere luminose vengono fatte funzionare per trasparenza e non per riflessione: i fototransistori riceventi verranno cioè montati al di sopra del disco codificatore ed i LED trasmittenti al di sotto. Il disco e l'unità di rilevamento dovranno poi essere verniciati in nero opaco, fatta eccezione per i punti che devono rimanere trasparenti (punto di uscita della luce dai led e finestra d'ingresso dei fototransistori).

I LED che visualizzano la direzione del vento verranno disposti in circolo, secondo un disegno a piovere, che riproduca la rosa dei venti (cioè il quadrante di una bussola). Per riconoscere i quattro punti cardinali potranno essere impiegati LED di colore diverso.

La linea di collegamento tra il trasduttore e l'unità decodificatrice-visualizzatrice sarà formata da un normale cavetto multipolare a 10 conduttori. I conduttori che non vengono utilizzati per questa funzione potranno servire per trasmettere il segnale di un eventuale rilevatore della velocità del vento.

Come rilevare la velocità del vento

Per questo scopo può essere utilizzato un piccolo motore a magnete permanente (ricavato, per esempio, da un azionatore per telecomando).

Prolungare l'alberino di questo motore con un tubetto di plastica e su questo calettare una ruota (da ventilatore a tre palette che viene fatta girare dal

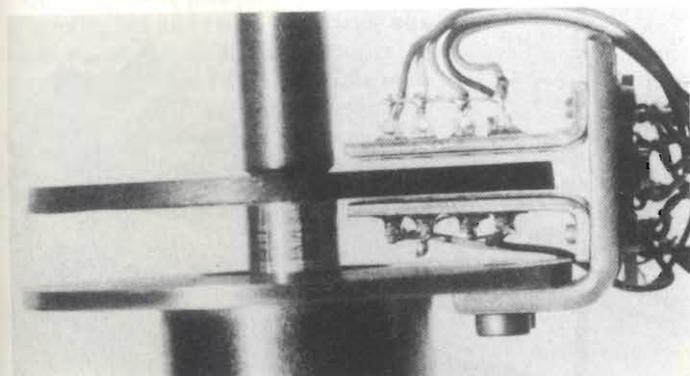



Fig. 5 - Particolare del montaggio del trasduttore. Il disco potrà essere costruito di plexiglass, incollandovi sopra una pellicola fotografica ricavata dalla dima di figura 2, oppure, mediante un seghetto, da un lamierino di alluminio.

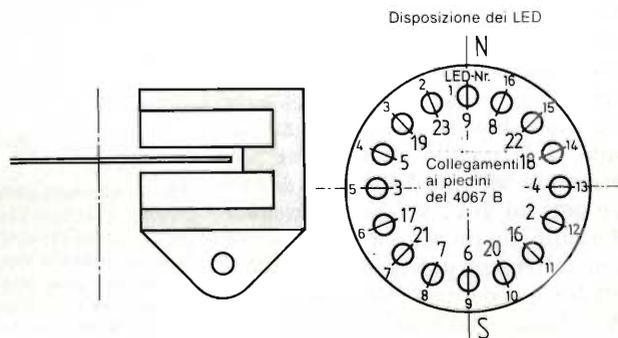
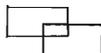



Fig. 6 - Schizzo del montaggio meccanico. A sinistra è illustrato il montaggio delle barriere fotoelettriche e del disco a fenditure; a destra è disegnata la foratura della rosa dei venti, con i punti di collegamento dei piedini dei LED.

vento: il motore può così funzionare da generatore.

Può anche essere utilizzato come trasduttore un disco forato od un disco trasparente sul quale è stato disegnato un reticolo. Una barriera fotoelettrica montata a cavallo del disco permetterà di ottenere un segnale ad impulsi, la cui frequenza dipende dalla velocità di rotazione della ventola e perciò dalla velocità del vento. Potrà anche essere utilizzata una ruota dentata con un rivelatore fotoelettrico a riflessione.

L'indicazione della velocità del vento potrà avvenire sia con uno strumento analogico che con un display digitale.

Quando venga scelto il sistema con generatore, è sufficiente un milliamperometro con scala opportunamente tarata; per la taratura, deve essere collegato in serie al milliamperometro un potenziometro multigiri da 5 kΩ. Per tarare lo strumento, esso potrà essere fissato sul tetto di un'automobile: in una giornata priva di vento, la velocità indicata dall'amnimetro corrisponderà a quella indicata dal tachimetro dell'auto. ■

TASTIERA PER SINTETIZZATORE MUSICALE

Dieter Doepfer

I sintetizzatori musicali sono pilotati, sempre più spesso, mediante un computer, tuttavia la tradizionale tastiera non è stata ancora totalmente soppiantata. Per molti musicisti sarà sufficiente l'economica versione monofonica presentata in questo articolo, che fornisce le tensioni corrispondenti a ciascuna nota, con caratteristiche unificate per pilotare qualunque sintetizzatore (1 V per ottava).

La tastiera monofonica illustrata in *figura 1* produce le tensioni "CV" e "Gate" necessarie per pilotare un sintetizzatore; la tensione di nota "CV" varia secondo la caratteristica di 1 V/ottava.

"CV" è una tensione analogica che ha un valore proporzionale alla nota che si vuole suonare in un determinato istante. L'intervallo di un semitono corrisponde ad una differenza di tensione pari ad 1/12 V (0,0833), mentre l'intervallo di un'ottava corrisponde ad una differenza di tensione di 1,000 V esatti (ecco il motivo della definizione "1 V/ottava"). La tensione CV dovrà essere applicata agli ingressi di pilotaggio in frequenza dei VCO (in certi casi anche agli ingressi dei VCF) del sintetizzatore. Il segnale "Gate" è una serie di livelli digitali (in generale, questi livelli sono di 0 o 5 V), e viene emesso quando è premuto un tasto. Il segnale di gate serve a pilotare i generatori di curve inviluppo (ADSR) del sintetizzatore.

Una caratteristica particolare del circuito illustrato in *figura 2* è il fatto che necessita di un solo contatto per ciascun tasto (questi contatti chiudono il circuito con una barra collettrice): di conseguenza, la tastiera potrà essere costruita con poca spesa.

Anello di corrente compensato in temperatura

Il circuito dell'amplificatore operazionale 01 funziona da generatore di corrente costante. Nell'anello di corrente tra l'uscita (punto A) e l'ingresso invertente (punto B) passa una corrente, che può essere regolata mediante il potenziometro P1. La corrente di riferimento viene ottenuta mediante un generatore di tensione costante molto preciso (diodo di riferimento D1, con il resistore R2 in serie ed il condensatore C2 in parallelo e viene applicata, tramite un resistore (R1 + P1). C1 elimina la tendenza ad oscillare dell'amplificatore operazionale.

Poichè i resistori inseriti nell'anello di corrente hanno il valore di 100 Ω, la corrente che attraversa questa catena di resistori dovrà essere regolata a 0,8333 mA precisi mediante P1, in modo da avere una tensione di 0,0833 V (1/12 V) ai capi di ciascun resistore.

I contatti dei tasti (molle che fanno contatto su una barra collettrice) potranno essere sostituiti con tasti a pulsante (Digitast). Quando viene premuto un tasto, questi contatti collegheranno alla barra collettrice le diverse ten-

Fig. 1 - Circuito elettronico di tastiera per un sintetizzatore. Possono essere collegate fino a sei ottave successive, senza modifiche al circuito. La tastiera potrà essere formata da pulsanti, (come in questa foto), potrà anche essere una "vera" tastiera tipo pianoforte.

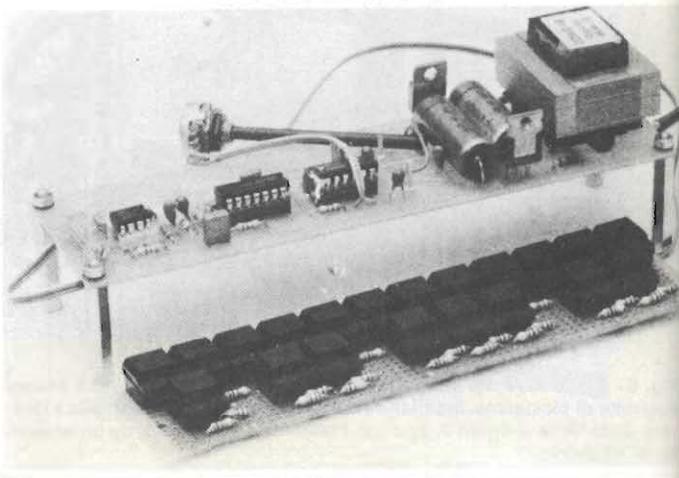
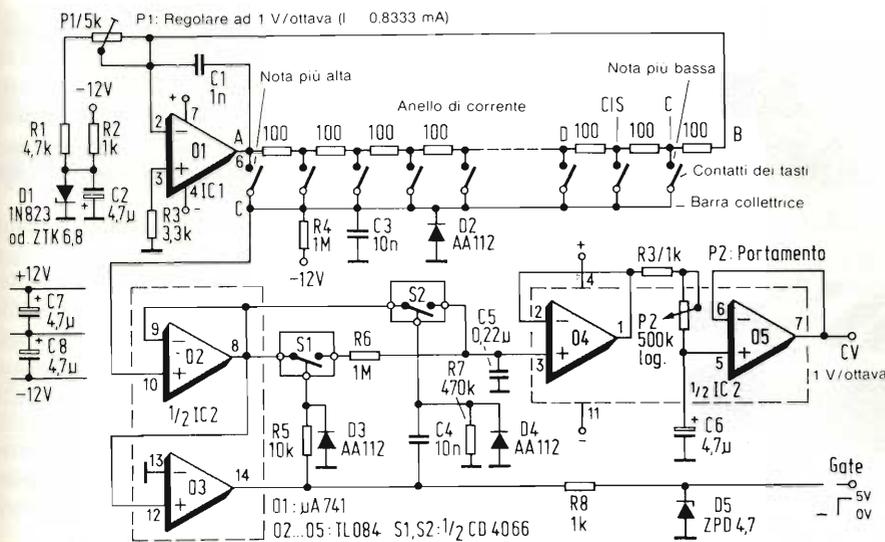



Fig. 2 - Schema del circuito per tastiera monofonica, che permette di suonare soltanto una nota alla volta. Desiderando avere un livello di gate diverso da 5 V, occorre cambiare D5.

sioni parziali corrispondenti alle varie note. 02 aumenta la corrente che può passare nella barra collettrice senza apprezzabile caduta di tensione.

Se nessun tasto è premuto, la barra collettrice è mantenuta alla tensione di −12 V tramite R4; il diodo al germanio D2 fa sì che la tensione applicata non possa scendere al di sotto del livello di −0,3 V. L'uscita dell'amplificatore operazionale 03, collegato come comparatore, ha un potenziale negativo. Gli "interruttori" elettronici S1 ed S2 del circuito di campionamento e tenuta (composto da S1, S2, C5 ed 04) sono aperti ed il segnale di gate è a livello "basso". Il condensatore C5 mantiene inalterato il valore della tensione applicata per ultima al circuito, che viene bufferizzata da 04 (circuito di campionamento e tenuta in condizione di tenuta). Le tensioni negative presenti all'uscita di gate vengono eliminate dal diodo zener D5.

Quando viene premuto un tasto, viene applicata sulla barra collettrice una tensione positiva. Il comparatore 03 commuta perciò ad un potenziale positivo e l'uscita "gate" va di conseguenza a livello "alto". Le tensioni superiori a circa 4,7 V vengono limitate dal diodo Zener D5.

All'istante in cui viene premuto un tasto, appare all'ingresso di pilotaggio di S2 un breve impulso positivo; questo impulso passa attraverso il differenziatore C4/R7. Per circa 5 ms (a seconda dei valori di C4 ed R7), l'interruttore S2 rimane chiuso e C5 può caricarsi rapidamente alla tensione presente all'uscita di 02, in quanto il tempo di carica è limitato esclusivamente dall'impedenza di uscita di 02 e dalla resistenza di conduzione di S2. D4 elimina le tensioni negative all'ingresso di pilotaggio di S2, portando l'uscita del comparatore al potenziale negativo.

Sintanto che un tasto rimane premuto, S1 resta chiuso e C5 rimane chiuso su un'alta impedenza (R6), mantenendo costante il valore della tensione trasmessagli dalla barra collettrice. Senza questo accorgimento, la tensione ai capi di C5 diminuirebbe in maniera costante (a causa della corrente di dispersione dell'interruttore elettronico, dell'amplificatore operazionale e del condensatore stesso, nonchè a causa dell'umidità dell'aria, eccetera): questo fenomeno potrebbe costituire un disturbo quando le note devono essere mantenute a lungo.

Quando il tasto viene rilasciato, apre anche S1 (S2 è stato già aperto 5 ms dopo l'inizio della pressione sul tasto), e la tensione ai capi di C5 viene mantenuta costante. Il circuito, con i valori dei componenti dati sullo schema, ha un tempo di tenuta di circa 0,5 s/mV: devono cioè trascorrere circa 165 s prima che la tensione scenda di un semitono (83 mV), dopo che il tasto è stato rilasciato. Poichè i tempi di smorzamento più lunghi del generatore di inviluppo sono di circa 15 secondi, questo è un campionamento ammissibile.

Al buffer 04 del circuito di campionamento e tenuta segue il circuito di "portamento". Questa aggiunta permette di passare "scivolando" da una nota alla successiva. La tensione al condensatore C6 segue, R9 e P2, quella di uscita di 04, con un ritardo determinato da P2. Con il cursore del potenziometro P2 al finecorsa sinistro (resistenza nulla) il passaggio da una nota all'altra avviene bruscamente. Se questo potenziometro è al finecorsa destro (resistenza

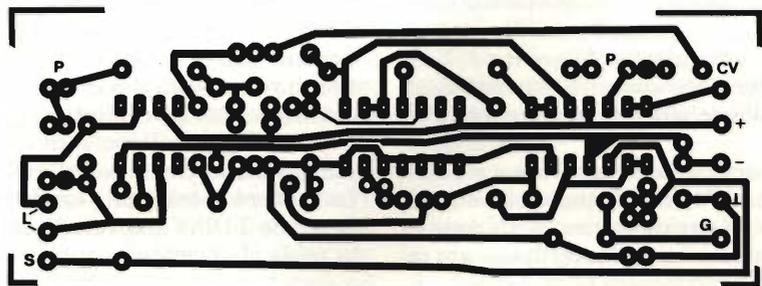



Fig. 3 - Piste di rame del circuito elettronico di tastiera.

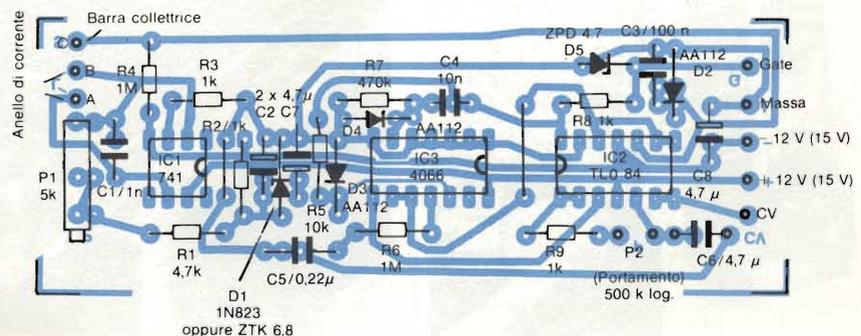



Fig. 4 - Disposizione dei componenti e cablaggi.

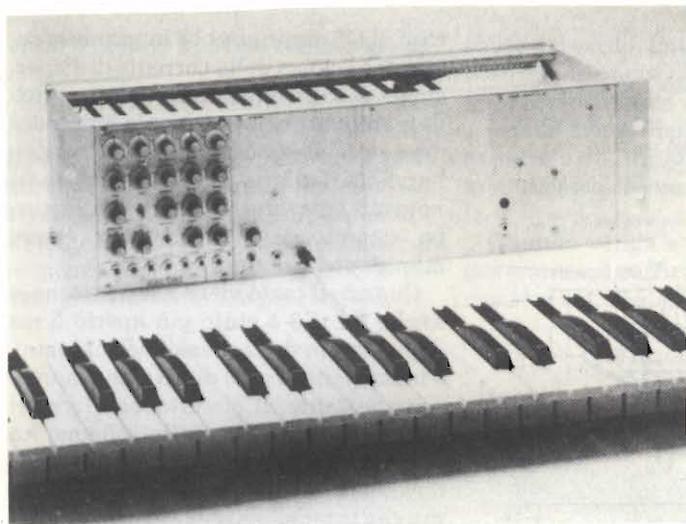



Fig. 5 - Sintetizzatore completo con una "vera" tastiera ed il pannello di manovra della scheda "voice" per la messa a punto del timbro.

massima) il passaggio avviene "scivolando" lentamente. 05 amplifica la tensione di C6: alla sua uscita è disponibile la tensione CV.

Unico punto di taratura: il generatore di corrente costante

Per l'intero circuito elettronico della tastiera (eccettuati la catena di resistori ed i contatti dei tasti con la barra collettrice) è stato progettato un circuito stampato la cui serigrafia e disposizione dei componenti sono illustrate rispettivamente nelle *figure 3* e *4*. Il circuito funziona con una tensione di alimentazione che può variare da 12V a 15 V.

L'unico punto di taratura è il potenziometro P1, con il quale viene predisposta la caratteristica di 1V/ottava. La regolazione può aver luogo sia misurando con precisione la corrente (regolare la corrente con un milliamperometro collegato tra i punti A e B, a 0,8333 escludendo la catena di resistori), che misurando alcune tensioni con la catena di resistori in circuito. La differenza di tensione ai capi di 12 resistori in serie dovrà avere il valore, più possibile preciso, di 1,000 V (oppure di 2,000 V ai capi di una serie di 24 resistori, eccetera).

Per i contatti dei tasti e la catena di resistori, non è stato progettato un apposito circuito stampato, in quanto le tastiere usate potranno essere di modello diverso (come quelle illustrate in figura 1 od anche in *figura 5*). Tra la tastiera (con la catena di resistori) ed il circuito stampato dovranno essere installati soltato tre conduttori (punti A e B del circuito dell'anello di corrente e collegamento della barra collettrice). La tastiera potrà perciò essere utilizzata anche ad una notevole distanza dalla parte elettronica.

Impiegando una tastiera con contatti fissi, i resistori della catena verranno saldati liberi tra i contatti. Usando contatti individuali (senza barra collettrice) i secondi contatti di ciascun interruttore dovranno tutti essere uniti tra loro e collegati al punto comune.

Se la tastiera è formata da contatti liberi (a molletta od a filo) e da una barra collettrice (i punti di contatto dovranno preferibilmente essere argentati a forte spessore o dorati), sarà possibile impiegare una basetta preforata lunga quanto la tastiera e larga alcuni centimetri per montare i contatti a molla ed i resistori della catena. Le punterie della tastiera dovranno spingere questi contatti contro la barra collettrice (*figura 6*).

Allo stesso modo potrà essere collegato un pedale per costruire uno speciale sintetizzatore di basso.

Sarà anche possibile sostituire la tastiera con una serie di pulsanti bianchi e neri, simile a quella illustrata sempre in figura 1.

Effetto di scivolamento

Una particolarità di questo circuito è la possibilità di spostare una nota verso l'alto o verso il basso premendo contemporaneamente due tasti. Questo effetto viene spesso ottenuto mediante una leva (pitch bender o joystick).

Premendo un secondo tasto di una nota più bassa, l'altezza del suono verrà spostata verso il basso. Premendo un secondo tasto più alto e lasciando libero il tasto più basso, la nota verrà resa più acuta.

La velocità con la quale avviene lo spostamento di nota dipende da R6, che potrà anche essere sostituito da un resistore variabile (220 k Ω + 5 MΩ logaritmico), in modo da rendere ulteriormente regolabile questo effetto. ■

Fig. 6 - Vista da sotto della tastiera. Un cavetto a tre conduttori collega la serie di contatti al circuito elettronico. Azionando un tasto, viene chiuso il circuito con la barra collettrice (a sinistra). I contatti dei tasti dovranno preferibilmente essere argentati a spessore oppure dorati.

Bibliografia

(1) R. Aicher: Musiksyntesizer: Eine Idee setzt sich durch (Sintetizzatore musicale: un'idea che si impone). **FUNKSCHAU 1983, fasc. 24, pagina 43**.

(2) D. Doepfer: Synthesizer: Musik ohne Grenzen (Sintetizzatore: musica senza frontiere). **FUNKSCHAU 1983, fasc. 24, pagina 85 e fasc. 25, pagina 83**.

MISURARE LA TEMPERATURA MEDIANTE UN VOLTMETRO

Wolfgang Gscheidle

Con questo circuito è possibile trasformare qualunque voltmetro ad elevata resistenza d'ingresso in un dispositivo termometrico atto a misurare la temperatura ambiente esterna ed interna nonchè quella di fluidi.

Questo circuito accessorio per misure di temperatura può essere collegato all'ingresso di un qualsiasi voltmetro digitale che abbia una resistenza d'ingresso di almeno 100 kΩ ed una portata di 2 V f.s. Questo dispositivo può anche essere inserito in un normale voltmetro digitale da pannello con display a LED od a cristalli liquidi, per costruire un termometro autosufficiente. Il campo di misura di questo apparecchio si estende da —50 °C a +150 °C, con una precisione di 0,5 °C nell'intero campo di misura.

Fig. 1 - Come viene effettuata la misura nel circuito ausiliario: Lo sbilanciamento del ponte viene utilizzato come valore di misura.

Circuito di misura a ponte

Il funzionamento del circuito di misura è basato sul principio del ponte (*figura 1*). La tensione V_{mis} è nulla quando il ponte è in equilibrio, cioè:

$$RA/RB = RC/RD$$

Se il punto di bilanciamento del ponte si sposta da un lato, il voltmetro segna una tensione, che può essere positiva o negativa. Nello schema di *figura 1*, RB è la resistenza che varia con la temperatura, mentre RD è un potenziometro con il quale potrà essere tarato il ponte. Per rilevare la temperatura viene impiegato il sensore di silicio KTY 10 della Siemens. A causa delle tolleranze di fabbricazione, questi componenti sono suddivisi in 4 classi di precisione (A, B, C, D). Per il circuito qui presentato sarà sufficiente scegliere il tipo KTY 10 D, che è quello che costa meno: infatti, le tolleranze del sensore non avranno influenza sulla precisione di questo circuito.

La curva caratteristica, secondo la quale varia la resistenza del sensore, entro l'intero campo di misura, non è perfettamente lineare (vedi *figura 2*). Di conseguenza è necessario il resistore R2 (vedi *figura 3*), che rende lineare la risposta. Ai capi del circuito formato da R2 e dal sensore KTY 10 collegati in serie è applicata una tensione di riferimento di 2,490 V esatti, generata con il circuito integrato LM 336 e relativi componenti esterni (D1, D2 e P1). Questi tre componenti aggiunti servono a minimizzare la deriva della tensione di riferimento in seguito a variazioni della temperatura.

Questa tensione costante è applicata anche al partitore di tensione R6 - P3 - R7. Con il cursore di P3 una tensione di compensazione viene applicata alla boccola negativa del voltmetro collegato: è così possibile regolare il punto di zero della temperatura (0°C).

La tensione all'uscita del sensore di temperatura varia secondo un coefficiente di circa 3,3 mV/K. Per ottenere una variazione di 10 mV/K, della tensione applicata al voltmetro, è stato necessario inserire uno stadio amplificatore (amplificatore operazionale CA 3140), il cui guadagno può essere regolato mediante il potenziometro P2. Il resistore R5 protegge l'uscita dell'amplificatore operazionale da eventuali cortocircuiti che possono aver luogo nel momento in cui viene collegato il voltmetro.

Il circuito potrà essere montato sul circuito stampato illustrato in *figura 4*. L'amplificatore operazionale dovrà essere inserito in un apposito zoccolo (vedi disegno della disposizione dei componenti, *figura 5*).

Fig. 2 - Curva caratteristica della resistenza del sensore KTY 10 rispetto alla temperatura.

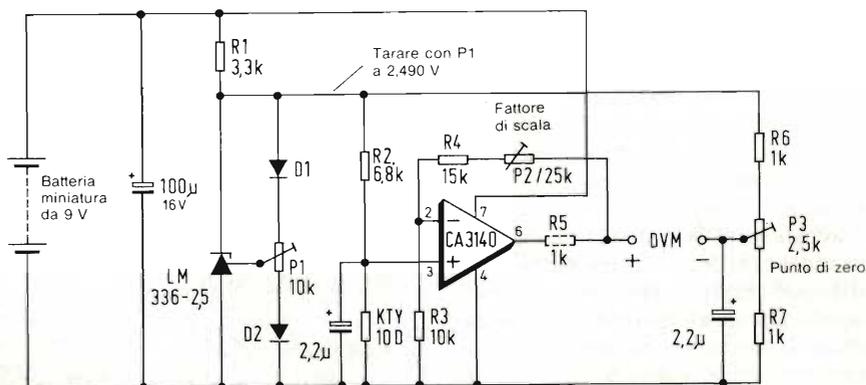



Fig. 3 - Schema complessivo del circuito ausiliario per misurare la temperatura: Per indicare i valori di temperatura, potrà essere impiegato qualsiasi voltmetro con resistenza d'ingresso di almeno 100 Ω.

Per poter misurare anche la temperatura di sostanze liquide, occorre impermeabilizzare perfettamente il sensore ed i fili di collegamento, incapsulando la testa del sensore con una resina a due componenti o con un elastomero al silicone.

I terminali del sensore dovranno essere accorciati ad una lunghezza di circa 5 mm. Collegare poi a questi terminali un cavetto di connessione bipolare (cavetto schermato o piattina). Evitare di scaldare troppo il sensore durante l'operazione di saldatura dei terminali al cavetto. Il sensore dovrà poi essere inserito in un tubetto metallico a pareti sottili, che abbia un diametro interno di circa 5 mm, nel quale dovrà poi essere versata la resina. Viene così garantito un buon contatto termico tra il tubetto metallico e l'involucro del sensore.

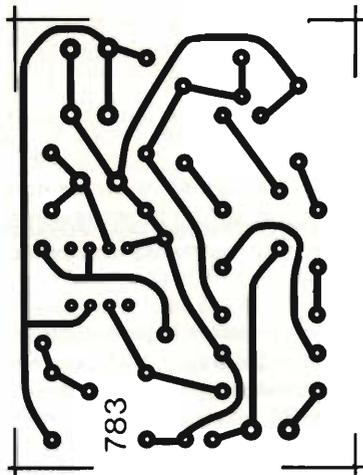
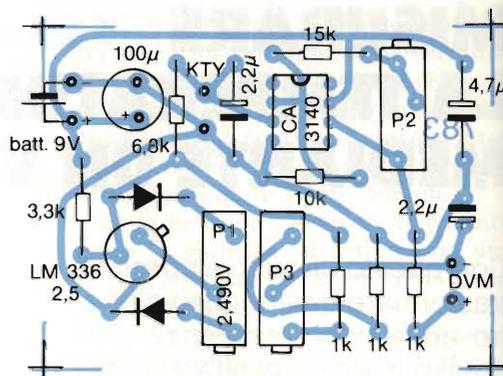



Fig. 4 - Piste di rame del circuito stampato.

Taratura del termometro

La tensione di riferimento applicata all'LM 336 deve essere regolata a 2,490 V mediante P1 ed un voltmetro digitale di precisione. La taratura termica del circuito termometrico dovrà essere effettuata con i trimmer multigiri P2 e P3. Per eseguire questa taratura, dovrà essere misurata la tensione VT del sensore di temperatura.

Dovrà essere poi misurata, rispetto alla massa, la tensione presente all'uscita dell'amplificatore operazionale (boccola positiva). Questa tensione dovrebbe essere regolata, mediante P2, ad un livello pari a circa 3,5 volte quello misurato all'uscita del sensore.

Dovrà essere poi eseguita (con un po' di pazienza) la taratura della scala delle temperature. Allo scopo sono necessari un recipiente che contenga acqua bollente ed uno con acqua miscelata con ghiaccio (molto ghiaccio e poca acqua). Il sensore deve essere dapprima tuffato nell'acqua e ghiaccio. Dopo un'attesa di circa un minuto, regolare il potenziometro P3, fino ad ottenere un'indicazione "000,0" sul voltmetro digitale (equivalente a 0°C). Immergere poi la sonda nell'acqua bollente e regolare P2 fino ad ottenere l'indicazione di 100,0 (equivalenti a 100°C).

Poichè le regolazioni dei potenziometri P2 e P3 si influenzano a vicenda, la procedura appena descritta dovrà essere ripetuta più volte, fino a quando non venga ottenuta una regolazione stabile. A causa delle costanti di tempo del sensore, la sua punta dovrà essere lasciata immersa nell'acqua bollente o nel ghiaccio fondente per circa un minuto, prima di regolare il relativo trimmer. È possibile tarare lo strumento con maggiore precisione utilizzando un termometro di riferimento.

Poichè la corrente assorbita dal circuito è di soli 5 mA, esso potrà essere alimentato con una piccola batteria da 9 V: un abbassamento della tensione di alimentazione fino a 7 V non farà diminuire la precisione delle misure. Dovendo però misurare la temperatura per lungo tempo senza interruzioni, è consigliabile predisporre un alimentatore di rete con stabilizzatore a tensione fissa (per esempio, il 7808).

Se il circuito di misura dovesse essere inserito in uno strumento da pannello, (per funzionare in permanenza come termometro), le due parti dello strumento non dovranno assolutamente condividere il medesimo alimentatore, perchè in tal caso potrebbero essere danneggiati uno od entrambi i componenti del termometro. Di conseguenza, l'ingresso negativo di misura della tensione non corrisponde al potenziale di massa. ■

Fig. 5 - Disposizione dei componenti: Per l'amplificatore operazionale è consigliabile impiegare uno zoccolo.

Bibliografia

(1) Datenbuch Sensoren (manuale sensori), parte 2; Siemens, 1982.
(2) Linear Data Book; National Semiconductor, 1982.
(3) Foglio dati CA 3140. No. 957; RCA, 1978.
(4) Tietze, Schenk: Halbleiter Schaltun Technik (Tecnica circuitale dei semiconduttori). Springer Verlag, 1980.

VOBULATORE PER FREQUENZE FINO A 30 MHz

Harold Branback - Parte prima

Per effettuare alcune misure nel campo delle alte frequenze è spesso necessario utilizzare un vobulatore, cioè uno strumento che possa variare periodicamente ed in continuità la frequenza entro una banda situata intorno ad una determinata frequenza centrale. In questo articolo, suddiviso in due parti, viene descritto uno strumento che potrà essere facilmente autocostruito impiegando moduli funzionali, separati.

Chiunque si occupi di trasmettitori, ricevitori ed antenne per alta frequenza (onde corte), si troverà prima o poi in una situazione in cui è necessario utilizzare un vobulatore. Questo strumento è utile, per esempio, per tarare un amplificatore di media frequenza, oppure per controllare come funziona un'antenna per onde corte che è stata già montata che non dà i risultati attesi.

Se completato con alcuni accessori che possono essere facilmente autocostruiti (per esempio un ponte di misura, una sonda a diodi, eccetera), un vobulatore collegato ad un oscilloscopio è uno strumento veramente universale.

In questo progetto non è stato inserito un circuito attenuatore d'uscita per variare il livello d'uscita entro ampi limiti: infatti sarà meglio costruire questo componente separato, per poterlo utilizzare anche per altri scopi.

Il vobulatore presentato in questo articolo è stato progettato per la banda delle onde corte (da 0,3 MHz a 30 MHz). Modificando il dimensionamento del filtro passa-basso a 9 poli, è anche possibile costruire un vobulatore per la media frequenza televisiva (3...45 MHz). Le più importanti caratteristiche tecniche di questo circuito sono elencate in Tabella 1. Poichè è molto difficile costruire un oscillatore pilotato in tensione (VCO) che abbia un campo di variazione della frequenza di parecchie ottave, per questo vobulatore è stato scelto un sistema di riduzione della frequenza ad eterodina (vedi schema a blocchi di *figura 1*). Il VCO viene pilotato da un generatore ad onda triangolare ed oscilla ad una frequenza compresa tra 67.967 MHz e 98 MHz. Questa frequenza viene poi eterodinata misurandola con la frequenza fissa di un oscillatore a quarzo, per ottenere alla fine la banda necessaria, compresa tra 0,3 e 30 MHz. Questo segnale di "media frequenza" viene poi amplificato ed il suo livello viene stabilizzata. La frequenza di uscita viene indicata mediante un frequenzimetro digitale. Con quest'ultimo modulo ha inizio la descrizione del circuito.

Frequenzimetro con risoluzione di 10 kHz

Il segnale d'ingresso, del quale deve essere misurata la frequenza, viene dapprima applicato ad un semplice amplificatore a transistore, che provvede ad adattarne i livelli ai successivi componenti TTL (*figura 2*). Il segnale attraversa poi due circuiti integrati TTL divisori per 10 e viene infine applicato al frequenzimetro vero e proprio.

Il primo divisore TTL deve poter elaborare una frequenza d'ingresso massima di 30 MHz e di conseguenza viene impiegato un componente TTL convenzionale. Il secondo divisore TTL potrà anche essere del tipo a bassa velocità (LS-TTL), perchè ora la frequenza massima d'ingresso è di soli 3 MHz; questo componente riceverà anche un segnale proveniente da un componente CMOS. All'ingresso "Clear" (piedino 13) del secondo divisore TTL (IC6) viene applicato il segnale di gate, cioè quello che determina l'intervallo entro il quale viene effettuato il conteggio dei

Fig. 1 - Schema a blocchi per il vobulatore ad alta frequenza da 0,3 a 30 MHz.

Tabella 1 - Dati tecnici

Campo di frequenza:	0.3...30 MHz
Livello:	0...14 dBm (50 Ω)
Banda di vobulazione:	da 0 a circa 25 MHz
Frequenza di vobulazione:	circa 10...50 Hz
Uscita X (AUTO):	±4 V

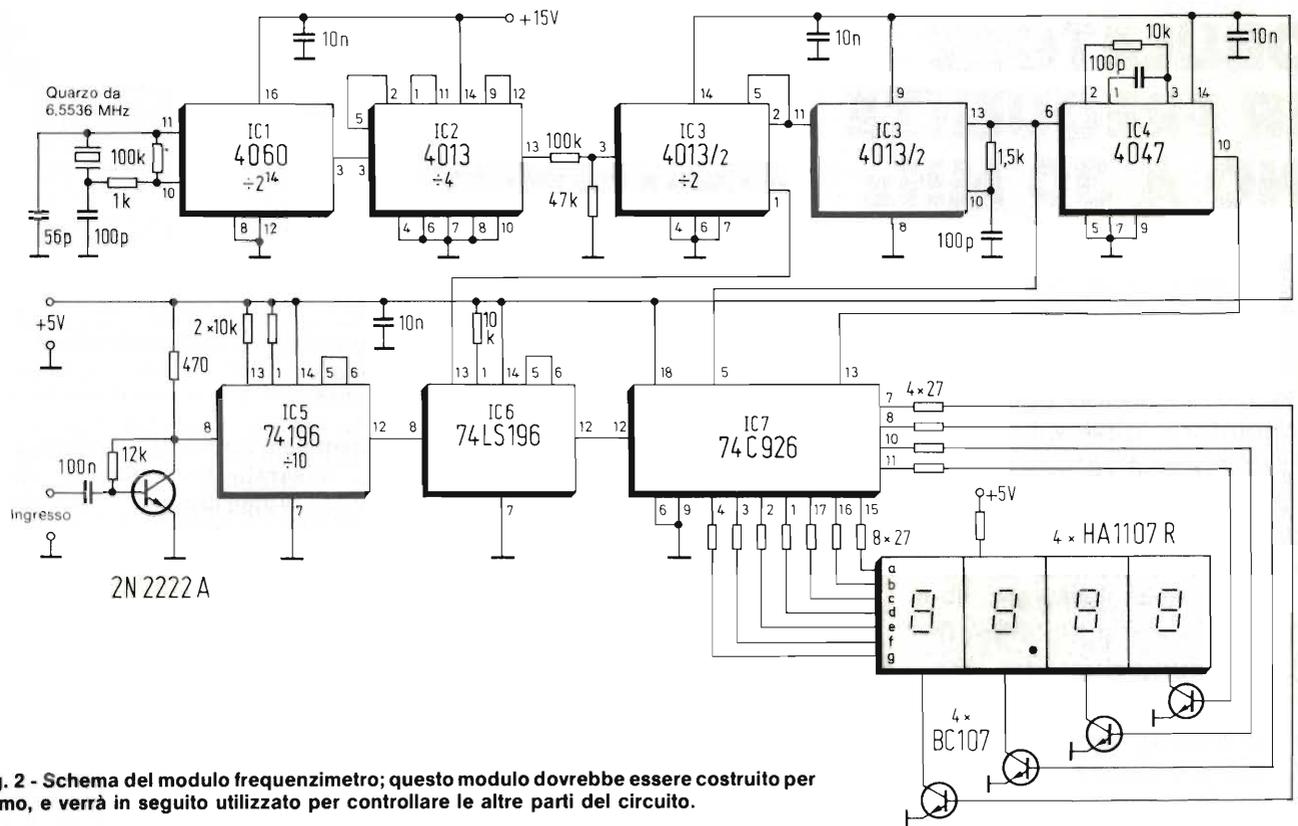



Fig. 2 - Schema del modulo frequenzimetro; questo modulo dovrebbe essere costruito per primo, e verrà in seguito utilizzato per controllare le altre parti del circuito.

cicli della tensione alternata. Fintanto che questo ingresso rimane a livello logico "alto", il divisore lavora normalmente; quando però questo ingresso viene portato a livello "basso", il contatore è bloccato e la sua uscita rimane costantemente a livello "basso".

Nell'intervallo durante il quale non vengono trasmessi impulsi al contatore IC7, lo stato del contatore viene trasferito, mediante un apposito impulso, al display; successivamente il contatore viene azzerato con l'impulso di reset. La cifra meno significativa potrà essere ricavata con la seguente equazione:

$f_{min} = N/tg = 100/10\ ms = 10\ kHz$

dove:
tg = intervallo di gate
N = fattore del prescaler

Con l'aiuto di IC1 (4060) e del quarzo, viene generato un segnale di riferimento a 400 Hz, che viene successivamente diviso per 4 mediante IC2 (4013). All'uscita verrà emesso un segnale simmetrico ad onda quadra, con frequenza di 100 Hz. Tramite un partitore resistivo, il segnale CMOS con ampiezza di 15 V viene ridotto a 5 V ed applicato al primo stadio di IC3, dove il segnale viene ancora diviso per 2. Alle uscite del primo stadio di IC3, saranno perciò disponibili due segnali ad onda quadra con frequenza di 50 Hz (invertito e non invertito).

Con il segnale non invertito (piedino 1 di IC3) viene sincronizzato il secondo pre-divisore del contatore (segnale di gate). Con il segnale invertito (piedino 2) viene fatto scattare il secondo stadio di IC3, che collegato funziona da multivibratore monostabile. Il segnale di uscita di questo monostabile è l'impulso di trasferimento dello stato del contatore al display. Durante l'intervallo di attività di questo monostabile, appare sul display lo stato del contatore.

Con il fianco discendente dell'impulso di trasferimento viene fatto scattare un altro monostabile (IC4), con il cui segnale di uscita (piedino 10) viene azzerato il contatore (vedere anche i grafici degli impulsi del contatore, che verranno pubblicati nella seconda parte di questo articolo).

Un generatore ad onda triangolare pilota il VCO

Il VCO è composto da un oscillatore Hartley basato sul MOSFET a doppio gate BF981 e da un generatore di onde triangolari (*figura 3*). L'oscillatore a MOSFET è caratterizzato da un'ampiezza di segnale molto costante entro un'ampia banda. All'uscita dell'oscillatore sono anche collegati un attenuatore che vi adatta il livello ed un filtro passa-basso a 5 poli per l'attenuazione delle armoniche.

La tensione necessaria per regolare la frequenza di questo oscillatore proviene da un generatore di onde triangolari, del quale possono essere variati i seguenti parametri: frequenza, ampiezza ed offset. La tensione di offset determina la frequenza centrale, l'ampiezza dell'onda triangolare determina la deviazione di frequenza e la sua frequenza determina la frequenza di spazzolamento.

Il generatore di onde triangolari è composto dagli amplificatori A e B, che fanno parte di un amplificatore operazionale quadruplo. L'amplificatore A è collegato come comparatore e l'amplificatore B come integratore. Assumendo ora come condizione iniziale che all'uscita dell'integratore sia presente una tensione di 0 V esatti e che la tensione di uscita del comparatore sia uguale a —Vb, questo componente erogherà una corrente di errore negativa, tramite il resistore fisso ed il potenziometro da 1 MΩ. Questa tensione perverrà all'ingresso dell'integratore, che compenserà la corrente negativa con una positiva, in modo che la sua tensione d'uscita aumenti con legge lineare.

L'uscita di B è collegata all'ingresso di A tramite un resistore da 68 kΩ. Se la tensione all'uscita di B aumenta ad un

livello superiore a quello della tensione del comparatore Vk, quest'ultimo cambia lo stato della sua uscita, che passa all'altro livello stabile +Vb (*figura 4*). Di conseguenza, l'ingresso dell'integratore riceverà una corrente di errore positiva. A sua volta questa verrà compensata mediante una corrente negativa e la tensione di uscita di B diminuirà costantemente fino a raggiungere il livello —Vk, ed il processo ricomincerà in senso inverso. Appare così all'uscita di B una tensione triangolare simmetrica rispetto alla linea di zero, con ampiezza costante di circa ±14 V.

Con il potenziometro da 1 MΩ, è possibile variare la frequenza del segnale ad onda triangolare. Il diodo collegato in parallelo al potenziometro fa sì che il ritorno avvenga sempre con la massima velocità. La tensione triangolare viene applicata tramite un commutatore all'amplificatore C, il cui guadagno può essere regolato tra 0 e circa 0,9. Il guadagno di questo amplificatore determina l'ampiezza dell'onda triangolare e di conseguenza anche l'escursione di vobulazione.

Questo segnale, di ampiezza variabile, viene applicato all'amplificatore D, il cui guadagno è unitario. È possibile variare la sua tensione di offset e di conseguenza la frequenza centrale mediante un potenziometro a 10 giri. Il resistore ed il diodo collegati all'uscita dell'amplificatore D evitano che la tensione di regolazione della frequenza possa assumere valori negativi, poichè in questo caso l'oscillazione potrebbe interrompersi.

Miscelatore con filtro passa-basso ed amplificatore a larga banda

Nel modulo miscelatore viene ottenuta, la frequenza desiderata, variabile tra 0,3 e 30 MHz per miscelazione eterodina del segnale del VCO (67, 967...98 MHz) con la frequenza dell'oscillatore a quarzo, (*figura 5*). Il miscelatore è un circuito ad anello basato su diodi Schottky (IE 500).

All'uscita del miscelatore appare non soltanto la frequenza-differenza desiderata (0,3...30 MHz), ma sono anche presenti la frequenza-somma ed i residui della frequenza dell'oscillatore ausiliario. I segnali indesiderati vengono eliminati mediante un filtro passa-basso a nove poli. Tra il filtro passa-basso ed il miscelatore è inserito anche un diodo attenuatore PIN, che viene utilizzato per regolare il livello. Dopo il filtro passa-basso, il segnale viene elevato di livello mediante un amplificatore a larga banda, per essere poi trasferito all'uscita con un livello massimo di +14 dBm.

Per livellare eventuali ondulazioni dell'amplificatore, del VCO e del filtro passa-basso, il segnale di uscita viene disaccoppiato mediante un condensatore da 100 nF e poi rettificato mediante D1. Questo diodo compensato in temperatura da D2, riceve una prepolarizzazione dall'amplificatore C dell'LM 324. La tensione rettificata viene inviata, tramite l'amplificatore buffer B, all'amplificatore di regolazione A, nel quale viene confrontata con un valore di paragone predisposto. In base a questo confronto, viene ricavata la tensione di regolazione, che verrà applicata al diodo PIN BA 379. Variando il valore della tensione di riferimento, è possibile regolare, entro certi limiti, la potenza di uscita dell'amplificatore di alta frequenza.

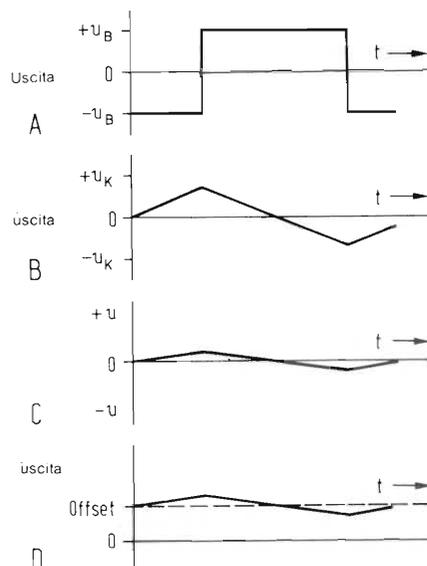



Fig. 4 - Segnali del generatore di onde triangolari.

La tensione di regolazione viene controllata mediante un comparatore (amplificatore D). Fintanto che essa è positiva e fintanto che passa corrente attraverso il diodo PIN, l'uscita sarà a livello —Vb. Se la tensione di regolazione diventa negativa, la regolazione è fuori campo, cioè non passa più corrente attraverso il diodo PIN e la sua usci-

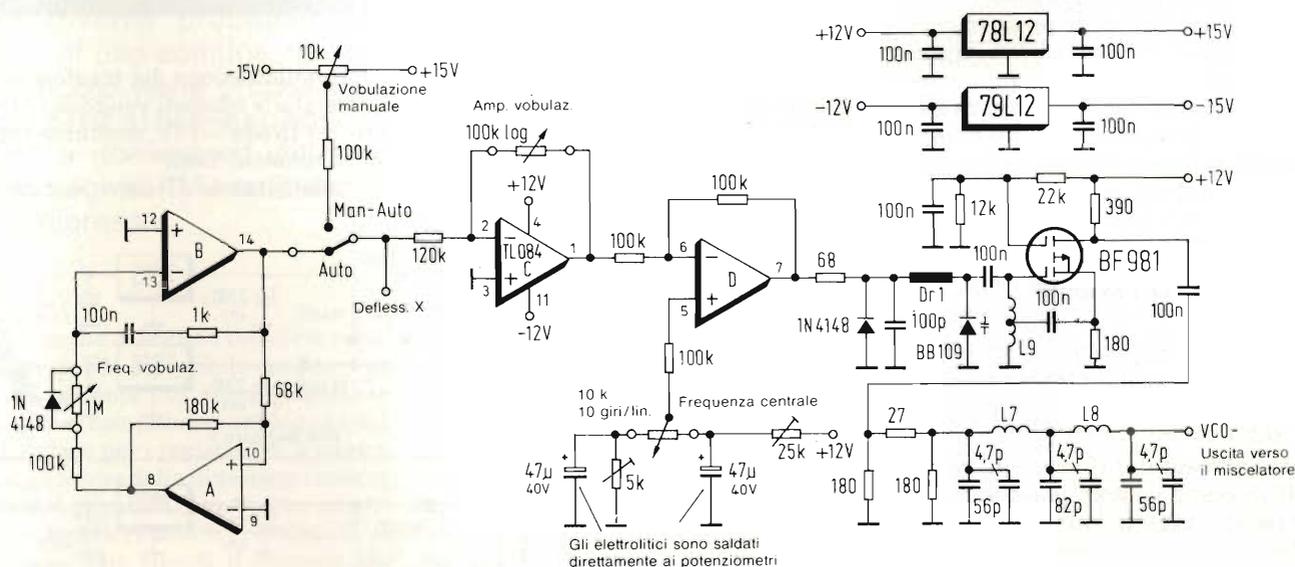



Fig. 3 - Schema del VCO, che viene pilotato mediante un generatore di onde triangolari.

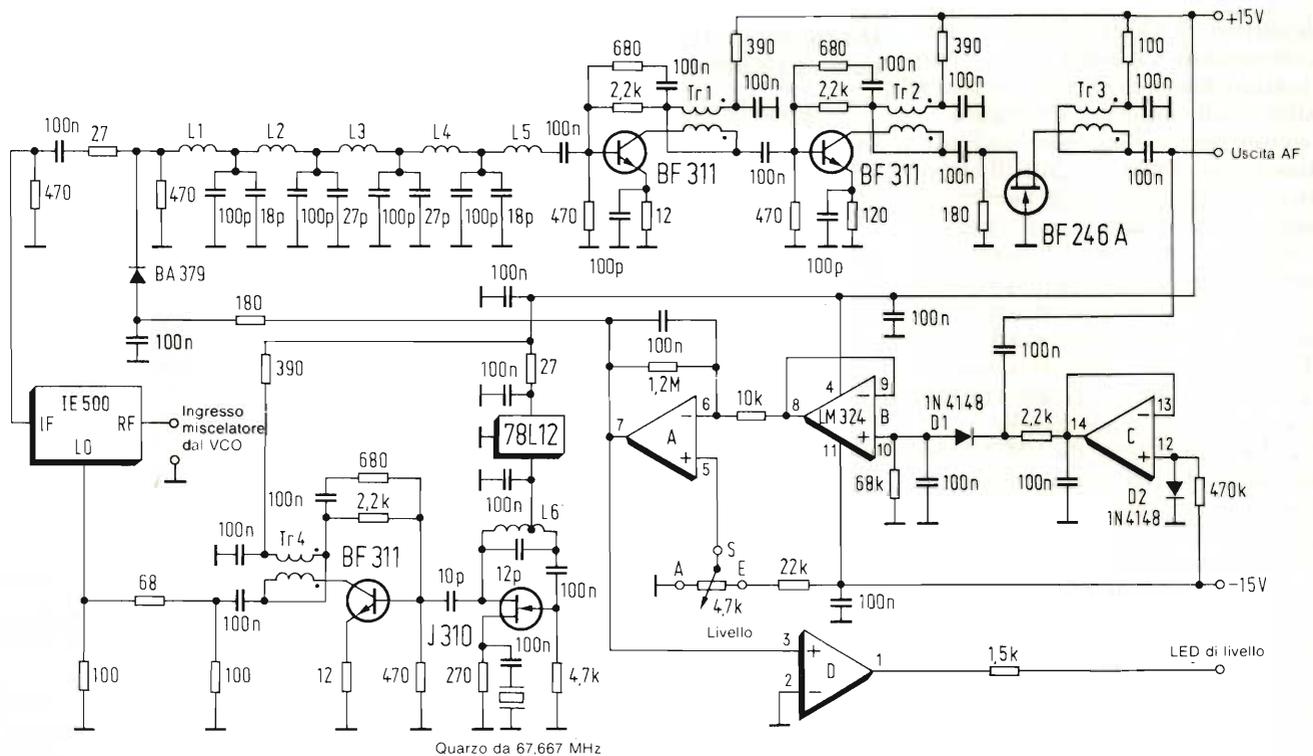



Fig. 5 - Modulo miscelatore con filtro passa-basso a 9 poli. I dati riguardanti le bobine ed i trasformatori possono essere rilevati dalla Tabella 2.

ta andrà a livello +Vb. Collegando un LED a questa uscita, esso indicherà se avviene o no la regolazione.

L'oscillatore ausiliario è un oscillatore a FET tipo Hartley, equipaggiato con il FET 1310. Le condizioni di oscillazione sono però valide esclusivamente per la frequenza di risonanza serie del quarzo, perchè solo in questa condizione il guadagno è sufficientemente elevato. Se la bobina L6 è stata avvolta esattamente secondo le prescrizioni di Tabella 2, sarà compresa nella larghezza di banda del circuito oscillante una sola delle frequenze di risonanza serie del quarzo. È pertanto possibile tarare esclusivamente la frequenza nominale dell'oscillatore.

Tabella 2 - Dati di avvolgimento delle bobine e dei trasformatori
L1 = L5: 11 spire filo rame smalt. diam. 0,1 L2 = L3 = L4: 13 spire filo rame smalt. diam. 0,1 L6 = 6 spire filo rame smalt. diam. 0,1, con presa ad 1,5 spire Avvolte su supporto Neosid 7T1S, raster 2,5 mm, nucleo F40 senza campana
L7 = L8: 5 spire filo rame argentato diam. 0,8 su mandrino diam. 5 mm. Presa a 2 spire dall'estremità fredda.
Tr1 = Tr2 = Tr3: 2 x 15 spire filo rame smalt. diam. 0,1, bifilari Tr4: 2 x 6 spire filo rame smalt. diam. bifilari 0,1 Dr. 1 (VCO): 25 spire filo rame smalt. diam. 0,1 Su nucleo a doppio foro Siemens B62152-A7-X1, nucleo in materiale K1.

Due alimentatori separati

Il segnale di uscita dell'oscillatore viene applicato all'ingresso LO del miscelatore, tramite un amplificatore buffer ed un circuito attenuatore.

Sia l'alimentatore I che l'alimentatore II dovranno essere montati su due circuiti stampati uguali. L'alimentatore I è equipaggiato con un trasformatore da 2 x 18 V. Poichè la corrente di carico della tensione positiva è molto maggiore di quella della tensione negativa per quest'ultima è previsto soltanto un rettificatore a semionda. La semionda positiva non utilizzata viene applicata al condensatore di livellamento della tensione positiva (*figura 6*). In questo modo è garantita la migliore utilizzazione del trasformatore. Entrambe le tensioni vengono stabilizzate a +15 ed a —15V, mediante regolatori a tensione fissa.

L'alimentatore II serve a dare cor-

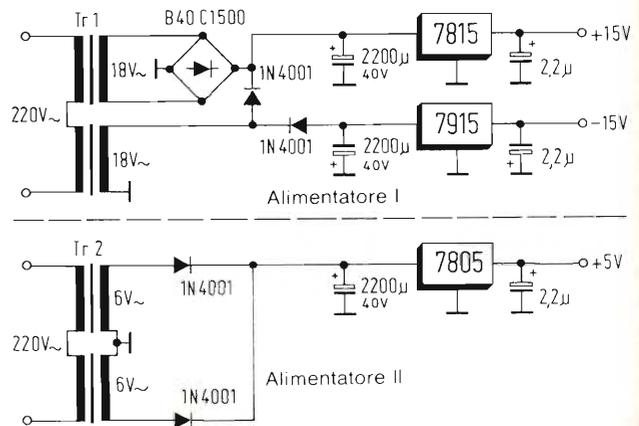



Fig. 6 - Due alimentatori separati sono previsti per alimentare tutti i gruppi funzionali.

rente ai componenti TTL montati sul circuito stampato del frequenzimetro e funziona secondo il principio della rettificazione a doppia semionda. La tensione raddrizzata viene stabilizzata a +5 V mediante un regolatore a tensione fissa.

Per montare l'apparecchio con i moduli descritti, sono necessarie alcune precauzioni. Tutti gli elementi di comando ed il circuito stampato del display sono fissati al pannello frontale (*figura 7*). La basetta del display deve essere fissata mediante distanziali ad una distanza di 20 mm dal pannello. Sul pannello posteriore si trovano soltanto il passacavi per il cordone di alimentazione ed il portafusibile.

I circuiti stampati degli alimentatori, del VCO e del miscelatore vengono montati sul pannello, inferiore e sono mantenuti sollevati mediante distanziali da 10 mm. ■

Fig. 7 - Dimensioni del pannello frontale.

COME RICEVERE LE TRASMISSIONI RADIO HIGH-COM-FM

Guenter Simon

Pur essendo ancora allo stato sperimentale, il sistema di trasmissione FM ad alta fedeltà con riduzione di rumore High-Com diverrà probabilmente presto di uso comune. In questo articolo viene proposto un decodificatore-espansore adatto a ricevere ed utilizzare questi segnali FM a modulazione compressa.

Anche ai segnali radiotrasmessi in FM è possibile applicare un sistema di compressione/espansione (compander) analogo a quello utilizzato per i registratori a nastro. Il compressore della dinamica viene inserito nel circuito trasmittente, mentre il ricevitore deve essere provvisto di un espansore che riporti il segnale alle normali condizioni di ascolto. Requisito fondamentale di un sistema destinato alla radiodiffusione circolare è la compatibilità: il segnale deve cioè poter essere ricevuto con la minima distorsione possibile anche da ricevitori "normali", ossia da quelli non provvisti di espansore. Poichè nessuno dei sistemi compander esistenti sul mercato soddisfa a queste condizioni, è stato messo a punto il sistema High-Com-FM, che effettua una compressione limitata a 10 dB. Non vengono applicate preenfasi e deenfasi e la commutazione delle costanti di tempo è stata ottimizzata per ricezione FM.

Circuito espansore High-Com-FM

Per il circuito espansore High-Com-Fm, che viene proposto in questo articolo, sono stati impiegati normali circuiti integrati High-Com (U 401 BR), con un circuito esterno modificato rispetto all'originale. In *figura 1* è illustrato lo schema completo del decodificatore stereo High-Com-FM, che comprende i filtri subsonico e multiplex, e del commutatore elettronico (TDA 1028). Il circuito è analogo a quello descritto nella serie di articoli "Riduzione del rumore nei registratori" (Selezione di Tecniche Elettroniche, numeri di Luglio/Agosto, Settembre ed Ottobre 1983). È stato inoltre progettato un filtro subsonico a fianchi molto ripidi (—42 dB a 10 Hz), basato sul doppio amplificatore operazionale a basso rumore NE 5532.

Questo schema può essere facilmente realizzato con l'aiuto del circuito stampato di *figura 2* (disposizione dei componenti in *figura 3*). Questo circuito può essere utilizzato come decodificatore separato per un normale ricevitore FM, oppure inserito nel circuito descritto negli articoli sopra citati di "Selezione".

Le due unità High-Com-FM sono del tutto identiche. I collegamenti ai contatti esterni sono disposti in modo da facilitarne un'eventuale inserimento nel circuito di riduzione del rumore per i registratori. Ai due ingressi P2R/L è collegato un filtro subsonico passivo. In questo schema, il filtro passa-alto in ingresso, formato dal condensatore di accoppiamento da 0,15 μF e dal resistore di ingresso collegato al piedino 7 (circa 50 kΩ), è completato da un ulteriore

Fig. 1 - Circuito per decodificare la High-Com-FM. Il filtro subsonico è necessario soltanto se il modulo dovrà essere inserito nel "circuito di riduzione del rumore nei registratori". Per l'espansione High-Com-FM, non sono necessarie le parti circondate da una cornice tratteggiata: dovranno invece essere montati i ponticelli tratteggiati.

filtro passa-alto (1 μ, 3,3 k Ω): l'attenuazione a 10 Hz è uguale a circa 16 dB.

Il filtro multiplex, che è un componente passivo miniaturizzato, è collegato tra il piedino 14 ed il piedino 8. I potenziometri trimmer P1 R/L regolano la simmetria del rettificatore, mediante compensazione dell'offset.

I moduli High-Com-FM hanno due uscite ciascuno: il segnale amplificato e non decodificato può essere prelevato dal piedino 15, mentre il segnale High-Com-FM può essere prelevato dal piedino 10. Le uscite dei moduli High-Com-FM vengono selezionate mediante il commutatore elettronico TDA 1028. Se l'interruttore elettronico (collegato al piedino 1 del TDA1028) è aperto, il segnale decodificato viene trasferito alle uscite (piedini 13 e 4) del circuito commutatore; se il suddetto interruttore è chiuso, viene trasferito alle uscite il segnale lineare.

Con i potenziometri trimmer P3 RIL collegati alle uscite, è possibile adattare il livello del segnale alle caratteristiche d'ingresso dei circuiti collegati (per

Fig. 2 - Circuito stampato per il decodificatore High-Com-FM.

Fig. 3 - Disposizione dei componenti. Quando non è necessario il filtro subsonico (vedi testo), non dovranno essere montati l'NE 5532 ed il relativo circuito.

esempio, amplificatore di potenza). Questi apparecchi dovranno essere collegati alle uscite B3R (piedino 12) e B3L (piedino 5) del secondo commutatore stereo, che viene pilotato tramite il piedino 8.

Quando il piedino 8 è collegato a massa, vengono trasferiti alle uscite B3R/L i segnali applicati ai due ingressi (piedino 11 e piedino 6) cioè i segnali provenienti dai moduli High-Com-FM. Se l'ingresso di pilotaggio del piedino 8 è aperto, vengono attivati gli ingressi MPXR/L, che corrispondono ai piedini 10 e 7.

Il filtro subsonico a fianchi ripidi (basato sul circuito integrato NE 5532), è necessario soltanto quando si vuole inserire il circuito nel riduttore di rumore per registratori (equipaggiato con le schede High-Com). Il filtro è inoltre attivo anche per il funzionamento con microfono, Line, Line Copy ed FM.

Quando si voglia impiegare questo circuito come decodificatore High-Com-FM separato, (inserito tra il ricevitore FM e l'amplificatore), dovranno essere montati i due ponticelli tratteggiati Br e non dovranno essere montati i componenti del filtro subsonico compresi nella cornice tratteggiata. Quando non è collegato un filtro multiplex, agli ingressi MPR/I, non sono necessari nemmeno i due resistori da 4,3 kΩ, che servono appunto a caricare il suddetto filtro.

Il secondo commutatore stereo (vedi schema a blocchi di *figura 4*) può essere utilizzato per impiegare il circuito per la ricezione delle trasmissioni normali FM, escludendo i moduli High-Com-FM (senza filtro subsonico), in quanto vengono collegati tra loro gli ingressi MPXR/L e gli ingressi P2R/L. Il piedino 1 del TDA 1028 rimane perciò aperto.

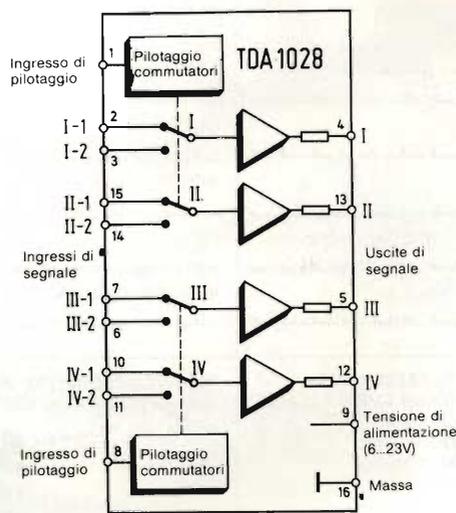



Fig. 4 - Schema a blocchi del commutatore di sorgenti di segnale TDA 1028. L'indicazione dei collegamenti ai piedini può essere utile per apportare eventuali modifiche al circuito.

Per inserire questo circuito nel dispositivo riduttore di rumore per registratori, il segnale che pilota il piedino 8 dovrà essere sostituito dal segnale FM-Com del "circuito di riduzione del rumore per registratori".

Allo scopo viene utilizzato il transistore BC 413 C, che può essere omesso nel caso la basetta fosse impiegata separatamente.

Taratura mediante millivoltmetro a bassa frequenza

Per tarare la simmetria del rettificatore, deve essere applicato agli ingressi P2R/R un segnale con frequenza di 1 kHz ed ampiezza di circa 50 mV. Al piedino 14 del circuito integrato U 401 è perciò presente il livello di riferimento High-Com-FM, pari ad 1 V. Regolare ora, prendo l'interruttore collegato al piedino 1 del DA 1028, i trimmer P1 R/L fino a ridurre al minimo la tensione alle uscite B3 R/L.

Per tarare il filtro multiplex, viene applicata agli ingressi P2 R/L una tensione sinusoidale a 19 kHz, ruotando il nucleo bianco in modo da portare al minimo la tensione di uscita in BR R/L.

Con questo termina l'operazione di taratura.

■

COMPUTER... PER PRINCIPIANTI

A causa dei numerosi articoli trasmessici dai progettisti dei Laboratori di applicazione che si occupano di alimentatori a commutazione, la IIIa parte della serie di articoli "COMPUTER... PER PRINCIPIANTI" verrà pubblicata nel numero di SELEZIONE di Elettronica e microcomputer di Ottobre.

La Redazione

Per avere notizie dettagliate in relazione alla rubrica "Nuovi Prodotti" e alle "inserzioni pubblicitarie", compilate un tagliando per ogni prodotto che vi interessa, e spedite a: JCE - Via Dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI). Il nostro servizio "Informazione Lettori" è organizzato in un sistema speciale di inoltro alle singole ditte.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 9/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 9/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 9/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 9/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 9/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 9/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

DIGITAL UNAOHM

MULTIMETRO & PINZA AMPEROMETRICA DIGITALE DCM 205

Lettura digitale a cristalli liquidi.
Tensioni CC: 0,1 mV ÷ 1000 V
Tensioni CA: 100 mV ÷ 1000 V
Correnti CA: 0,01 A ÷ 1000 A
Resistenze: 0,1 Ω ÷ 2 M Ω
Prova diodi
Alimentazione a pila

MULTIMETRO CAPACIMETRO DIGITALE DGC 206

Lettura digitale a cristalli liquidi.
Tensioni CC: 0,1 mV ÷ 1000 V
Tensioni CA: 0,1 mV ÷ 750 V
Correnti CC: 1 μA ÷ 10 A
Correnti CA: 1 μA ÷ 10 A
Resistenze: 0,1 Ω ÷ 20 MΩ
Capacità: 1 pF ÷ 20 μF
Prova diodi - Prova transistor
Alimentazione a pila